

日本国特許庁
JAPAN PATENT OFFICE

14. 3. 2005

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

出願年月日 2004年 8月 2日
Date of Application:

出願番号 特願 2004-225840
Application Number:

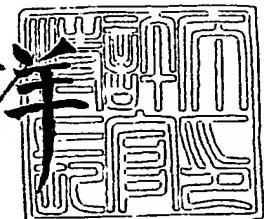
パリ条約による外国への出願に用いる優先権の主張の基礎となる出願の国コードと出願番号
The country code and number of your priority application, to be used for filing abroad under the Paris Convention, is

出願人 松下電器産業株式会社
Applicant(s):

2005年 4月21日

特許庁長官
Commissioner,
Japan Patent Office

小川洋



BEST AVAILABLE COPY

出証番号 出証特 2005-3036665

【書類名】 特許願
【整理番号】 2047960167
【あて先】 特許庁長官殿
【国際特許分類】 H04J 11/00
【発明者】
 【住所又は居所】 大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器産業株式会社内
 【氏名】 白方 亨宗
【発明者】
 【住所又は居所】 大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器産業株式会社内
 【氏名】 原田 泰男
【発明者】
 【住所又は居所】 大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器産業株式会社内
 【氏名】 田中 宏一郎
【発明者】
 【住所又は居所】 大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器産業株式会社内
 【氏名】 木村 知弘
【発明者】
 【住所又は居所】 大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器産業株式会社内
 【氏名】 細川 修也
【発明者】
 【住所又は居所】 大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器産業株式会社内
 【氏名】 浦部 嘉夫
【特許出願人】
 【識別番号】 000005821
 【氏名又は名称】 松下電器産業株式会社
【代理人】
 【識別番号】 100098291
 【弁理士】
 【氏名又は名称】 小笠原 史朗
【先の出願に基づく優先権主張】
 【出願番号】 特願2004- 69440
 【出願日】 平成16年 3月11日
【手数料の表示】
 【予納台帳番号】 035367
 【納付金額】 16,000円
【提出物件の目録】
 【物件名】 特許請求の範囲 1
 【物件名】 明細書 1
 【物件名】 図面 1
 【物件名】 要約書 1
 【包括委任状番号】 9405386

【書類名】特許請求の範囲

【請求項1】

複数の送信アンテナと複数の受信アンテナを用いて複数の空間パスを介して多入力多出力伝送を行うMIMOチャネル伝送の周波数誤差補正方法であって、

互いに直交する複数のサブキャリアからなるシンボルのうち、所定周波数間隔の複数のサブキャリアに所定の振幅と位相を割り当てたシンボルを同期シンボルとし、前記同期シンボルの複数のサブキャリアをN個の互いに異なる所定のサブキャリア郡に分割し、前記サブキャリア郡からなるN個のシンボルを同期サブシンボルとし、N個の送信アンテナから同時に送信するとき、送信アンテナn（nは1以上N以下の整数）から前記同期サブシンボルnを送信するステップと、

受信アンテナm（mは1以上M以下の整数）で受信した信号とN個の前記同期サブシンボルとの相関をそれぞれ求めるステップと、

前記N個の相関を重み付け平均して受信アンテナmの搬送波周波数誤差を推定するステップと、

前記受信アンテナmの搬送波周波数誤差に基づいて、受信アンテナmで受信した信号の周波数誤差を補正するステップとを、

少なくとも含むことを特徴とする周波数誤差補正方法。

【請求項2】

複数の送信アンテナと複数の受信アンテナを用いて複数の空間パスを介して多入力多出力伝送を行うMIMOチャネル伝送の送受信装置であって、

それぞれ異なるデータ系列を変調するN個のデータ変調手段と、

N個の互いに異なる所定サブキャリア郡からなる同期サブシンボルを発生する同期シンボル発生手段と、

前記データ変調手段の出力と前記同期シンボル発生手段の出力を多重化するN個の多重化手段と、

送信用局部発振手段と、

前記各多重化手段の出力を前記送信用局部発振手段の出力に基づいて周波数変換するN個の送信用周波数変換手段と、

前記各周波数変換手段の出力を送信するN個の送信アンテナとを、

少なくとも備える送信装置と、

M個の受信アンテナと、

受信用局部発振手段と、

前記各受信アンテナで受信した信号を前記受信用局部発振手段の出力に基づいて周波数変換するM個の受信用周波数変換手段と、

前記各受信用周波数変換手段の出力と前記N個の同期サブシンボルとの相関をそれぞれ求める複数の相関手段と、

前記各受信用周波数変換手段の出力ごとに前記N個の相関手段の出力を重み付け平均するM個の平均化手段と、

前記各平均化手段の出力に基づいて、前記各受信用周波数変換手段の出力の周波数を補正するM個の周波数補正手段と、

前記各周波数補正手段の出力に基づいて、伝搬係数の逆関数を推定し、前記各送信アンテナの送信信号を分離する伝搬逆関数推定手段と、

前記伝搬逆関数推定手段の出力に基づいて、前記各送信アンテナから送信されたそれぞれ異なるデータ系列を復調するN個のデータ復調手段とを、

少なくとも備える受信装置であって、

前記送信装置は、

互いに直交する複数のサブキャリアからなるシンボルのうち所定周波数間隔の複数のサブキャリアに所定の振幅と位相を割り当てたシンボルを同期シンボルとし、前記同期シンボルの複数のサブキャリアをN個の互いに異なる所定のサブキャリア郡に分割し、前記サブキャリア郡からなるN個のシンボルを前記同期サブシンボルとして、前記各送信アンテ

ナから異なる前記各同期シンボルを同時に送信し、

前記受信装置は、

同時に送信された前記各同期シンボルを前記各受信アンテナで受信し、前記各受信アンテナで受信した信号と前記N個の同期シンボルとのそれぞれの相関を求めて前記各空間パス毎の搬送波周波数誤差を推定し、重み付け平均して前記各受信アンテナの搬送波周波数誤差を補正することを特徴とする

送受信装置。

【請求項3】

前記送信用局部発振器を複数備えることを特徴とする請求項2記載の送受信装置。

【請求項4】

前記受信用局部発振器を複数備えることを特徴とする請求項2記載の送受信装置。

【請求項5】

前記複数の相関手段が出力する複数の相関値のピークタイミングを重み付け平均したもに基づいて受信シンボルタイミングを発生することを特徴とする請求項2記載の送受信装置。

【請求項6】

前記各受信用周波数変換手段の出力と前記同期シンボルとの相関をそれぞれもとめる複数の第2の相関手段と、

前記各第2の相関手段の出力を重み付け平均する第2の平均化手段と、

前記第2の平均化手段の出力に基づいて、前記各受信用周波数変換手段の出力の周波数を補正するM個の第2の周波数補正手段とをさらに備え、

前記各第2の周波数補正手段の出力と前記N個の同期サブシンボルとのそれぞれの相関を求めて前記各空間パス毎の搬送波周波数誤差を推定し、重み付け平均して前記各受信アンテナの搬送波周波数誤差を補正することを特徴とする

請求項2記載の送受信装置。

【請求項7】

前記各相関手段の出力に基づいて前記各空間パスの粗い周波数特性を推定する複数の伝搬係数粗推定手段をさらに備え、

前記各相関手段が出力する前記各サブキャリア毎に複数のサブキャリアの位相と振幅をそれぞれ周波数方向に補間して前記各空間パスの粗い周波数特性を推定することを特徴とする

請求項2記載の送受信装置。

【請求項8】

L個の受信アンテナと、

前記L個の受信アンテナと前記M個の受信アンテナのそれぞれの受信レベルを判定する受信レベル判定手段と、

前記受信レベル判定手段の出力に基づいて、前記(L+M)個の受信アンテナの受信信号からM個の受信信号を選択または合成する選択合成手段とをさらに備える

請求項2記載の送受信装置。

【請求項9】

前記N個のデータ変調手段は、所定のサブキャリアにパイロットキャリアを挿入するパイロットキャリア挿入手段を備え、

同時に送信するN個のデータシンボルのうち1つのデータシンボルのみ既知の位相と振幅を割り当てたパイロットキャリアを送信し、他のデータシンボルは振幅0のパイロットキャリアを送信することを特徴とする

請求項2記載の送受信装置。

【書類名】明細書

【発明の名称】周波数誤差補正方法および送受信装置

【技術分野】

【0001】

本発明は、複数の送信アンテナと複数の受信アンテナを用いてMIMO(Multi Input Multi Output)チャネルを構成し、送受信間で空間分割により複数のパスを介して多重通信を行う無線送受信装置において、搬送波周波数誤差の補正方法とそれを用いた送受信装置に関するものである。

【背景技術】

【0002】

近年、広帯域移動体通信の伝送方法においてMIMO-OFDM (Multi Input Multi Output Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 変調方式が注目されている。無線LANなどでは、移動体通信におけるマルチパス環境下において生じる周波数選択性フェージングに強い変調方式として、マルチキャリア伝送の一種であるOFDM方式が採用されている。

【0003】

さらに、周波数利用効率の向上を目指し、複数の送信アンテナと複数の受信アンテナを用いてMIMOチャネルを構成し、送受信間で空間分割により複数のパスを介して多重通信を行う手法が提案されている。受信側では各受信アンテナの信号から複数のパスの伝搬係数の逆関数を推定し、等化することで各送信アンテナからの送信信号を分離して復元することで、送信アンテナの数だけチャネルを増加させることができる。

【0004】

このようにマルチパスに強いOFDMと周波数利用効率を向上させるMIMOを組み合わせたMIMO-OFDM方式が従来から提案されている。

【0005】

図2は、特許文献1で開示されている従来のMIMO-OFDM伝送装置の構成を示す図である。ここでは送信アンテナ数2、受信アンテナ数2の2×2MIMO-OFDMの場合の例を示している。

【0006】

送信アンテナTX1で送信するデータ系列1はデータ変調部202でOFDM変調される。プリアンブル発生部201は同期用プリアンブルSyncと伝搬係数推定用プリアンブルSrefを発生する。マルチプレクサ204でOFDM変調されたデータシンボル列1とプリアンブルを時分割多重し、传送フレーム1を生成する。传送フレーム1はローカル発振器208と直交変調部206でRF信号に変換され送信アンテナTX1から送信される。

【0007】

送信アンテナTX2での送信も同様に、データ系列2をデータ変調部203でOFDM変調し、マルチプレクサ205で传送フレーム2を生成し、直交変調部207でRF信号に変換し、送信アンテナTX2から送信する。

【0008】

図3は、従来の装置で用いられる传送フレームの例を示す図である。各データシンボル列の前には、同期用プリアンブルSyncと伝搬係数推定用プリアンブルSrefが挿入される。これらの传送フレームが複数のアンテナから同時に送信される。

【0009】

複数のアンテナから送信された信号は、異なるパスを介して複数の受信アンテナに到達する。ここで各送信アンテナと各受信アンテナ間の伝搬係数を $h(i, j)$ とする。 i は送信アンテナ番号、 j は受信アンテナ番号である。2×2MIMOの場合は、パスは $h(1, 1), h(1, 2), h(2, 1), h(2, 2)$ の4つとなる。送信信号を T_i 、受信信号を R_j とすると、

$$R_1 = h(1, 1) T_1 + h(2, 1) T_2$$

$R_2 = h(1, 2)T_1 + h(2, 2)T_2$
 となる。ここで $h(i, j)$ が互いに無相関である場合、 $h(i, j)$ の逆関数を求める
 ことで受信信号から多重された送信信号を分離することが可能となる。

【0010】

受信側では、受信アンテナ RX1 で受信した信号はローカル発振器 209 と直交復調部 210 で後段の処理に最適な周波数帯域に変換される。周波数誤差推定部 212 は同期用プリアンブル Sync に基づいて周波数誤差 1 を推定する。受信アンテナ RX2 でも同様に、受信信号を直交復調部 211 で周波数変換後、周波数誤差推定部 213 で周波数誤差 2 を推定する。それぞれの受信アンテナの周波数誤差は平均部 214 で平均化される。受信アンテナ RX1 の受信信号は周波数補正部 215 で、受信アンテナ RX2 の受信信号は周波数補正部 216 で、平均化された周波数誤差に基づいてそれぞれ周波数が補正され、伝搬逆関数推定部 217 に入力される。伝搬逆関数推定部 217 はこれらの複数の受信、信号の伝搬係数推定用プリアンブル Sref から複数のパスの伝搬係数の逆関数を求め、信号を分離する。分離された信号はそれぞれデータ復調部 218, 219 で OFDM 復調され、受信データ列 1, 2 を出力する。

【特許文献1】特開2003-60604号公報

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0011】

しかしながら、前記従来の構成では、複数の送信アンテナから同時に送信される同一の同期シンボルから周波数誤差を推定するため、受信アンテナ毎の周波数誤差は推定できるが、伝送パス $h(i, j)$ 每の周波数誤差は求めることができない。 $h(i, j)$ は互いに無相関であり、マルチパスフェージングにより異なるドッpler周波数偏移が存在しうるため、各伝送パスごとの周波数誤差は異なる。このため空間多重により、各伝送パスごとの周波数誤差が足し合わされてしまい、伝搬係数逆関数の推定および等化の精度が下がり、特性が劣化するという課題があった。

【0012】

そこで本発明は、前記従来の課題を鑑み、伝送パス毎に異なる周波数誤差が存在する場合でも伝搬係数逆関数の推定精度を向上させ、特性劣化を抑えることができる周波数誤差補正方法およびその送受信装置を提供するものである。

【課題を解決するための手段】

【0013】

前記従来の課題を解決するために、本発明にかかる周波数誤差補正方法は、複数の送信アンテナと複数の受信アンテナを用いて複数の空間パスを介して多入力多出力伝送を行う MIMO チャネル伝送の周波数誤差補正方法であって、互いに直交する複数のサブキャリアからなるシンボルのうち、所定周波数間隔の複数のサブキャリアに所定の振幅と位相を割り当てたシンボルを同期シンボルとし、前記同期シンボルの複数のサブキャリアを N 個の互いに異なる所定のサブキャリア群に分割し、前記サブキャリア群からなる N 個のシンボルを同期サブシンボルとし、N 個の送信アンテナから同時に送信するとき、送信アンテナ n (n は 1 以上 N 以下の整数) から前記同期サブシンボル n を送信するステップと、受信アンテナ m (m は 1 以上 M 以下の整数) で受信した信号と N 個の前記同期サブシンボルとの相関をそれぞれ求めるステップと、前記 N 個の相関を重み付け平均して受信アンテナ m の搬送波周波数誤差を推定するステップと、前記受信アンテナ m の搬送波周波数誤差に基づいて、受信アンテナ m で受信した信号の周波数誤差を補正するステップとを少なくとも含むことを特徴とする。

【0014】

また本発明にかかる送受信装置は、複数の送信アンテナと複数の受信アンテナを用いて複数の空間パスを介して多入力多出力伝送を行う MIMO チャネル伝送の送受信装置であって、それぞれ異なるデータ系列を変調する N 個のデータ変調手段と、N 個の互いに異なって、所定サブキャリア群からなる同期サブシンボルを発生する同期シンボル発生手段と、前

記データ変調手段の出力と前記同期シンボル発生手段の出力を多重化するN個の多重化手段と、送信用局部発振手段と、前記各多重化手段の出力を前記送信用局部発振手段の出力に基づいて周波数変換するN個の送信用周波数変換手段と、前記各周波数変換手段の出力を送信するN個の送信アンテナとを含む送信装置と、
M個の受信アンテナと、受信用局部発振手段と、前記各受信アンテナで受信した信号を前記受信用局部発振手段の出力に基づいて周波数変換するM個の受信用周波数変換手段と、前記各受信用周波数変換手段の出力と前記N個の同期サブシンボルとの相関をそれぞれ求めることで、前記各受信用周波数変換手段の出力を重み付け平均するM個の平均化手段と、前記各平均化手段の出力に基づいて、前記各受信用周波数変換手段の出力の周波数を補正するM個の周波数補正手段と、前記各周波数補正手段の出力に基づいて、伝搬係数の逆関数を推定し、前記各送信アンテナの送信信号を分離する伝搬逆関数推定手段と、前記伝搬逆関数推定手段の出力に基づいて、前記各送信アンテナから送信されたそれぞれ異なるデータ系列を復調するN個のデータ復調手段とを含む受信装置であって、

前記送信装置は、互いに直交する複数のサブキャリアからなるシンボルのうち所定周波数間隔の複数のサブキャリアに所定の振幅と位相を割り当てたシンボルを同期シンボルとして、前記同期シンボルの複数のサブキャリアをN個の互いに異なる所定のサブキャリア群に分割し、前記サブキャリア群からなるN個のシンボルを前記同期サブシンボルとして、前記各送信アンテナから異なる前記各同期シンボルを同時に送信し、
前記受信装置は、同時に送信された前記各同期シンボルを前記各受信アンテナで受信し、前記各受信アンテナで受信した信号と前記N個の同期シンボルとのそれぞれの相関を求めることで、前記各空間パス毎の搬送波周波数誤差を推定し、重み付け平均して前記各受信アンテナの搬送波周波数誤差を補正することを特徴とする。

【発明の効果】

【0015】

本発明の周波数誤差補正方法および送受信装置によれば、送信アンテナ毎に異なる同期サブシンボルを送信し、各受信アンテナ毎にそれぞれの同期サブシンボルとの相関を求めて、伝送パス毎に異なる周波数誤差が存在する場合でもそれぞれの周波数誤差を推定することができ、伝搬係数逆関数の推定精度を向上させ、特性劣化を抑えることができる。

【発明を実施するための最良の形態】

【0016】

以下本発明の実施の形態について、図面を参照しながら説明する。

【0017】

(実施の形態1)

図4は、本発明の実施の形態1における送受信装置の構成を示すブロック図である。ここで、送信アンテナ数N=2、受信アンテナ数M=2の場合の2×2MIMO送受信装置の例を示す。図4において401、405は同期サブシンボル発生部、402、404はデータ変調部、403は伝搬係数推定用シンボル発生部、406、407はマルチプレクサ、408、409は直交変調部、410は送信用局部発振器、TX1、TX2は送信アンテナ、RX1、RX2は受信アンテナ、411、413は直交復調部、412は受信用局部発振器、414～417は同期サブシンボル相関部、418、419は重み付け平均部、420、421は周波数補正部、422は伝搬係数逆関数推定部、423、424はデータ復調部である。

【0018】

図1は、本発明の実施の形態1における伝送フレームの一例を示す図である。送信側は図1に示すような伝送フレームを送信する。送信アンテナTX1、TX2からは異なるデータ系列を同時に送信するため、データ変調部1(402)ではTX1から送信するデータ系列を変調し、データシンボル列1(105)を発生する。同様にデータ変調部2(404)ではTX2から送信するデータ系列を変調し、データシンボル列2(106)を発

生する。

【0019】

伝搬係数推定用シンボル発生部（403）では空間多重された送信信号を分離するために伝搬係数の逆関数を推定するための所定の参照シンボル S_{ref} を発生する。 S_{ref} は各伝送パスの伝搬係数 $h(i, j)$ を推定するために送信アンテナ間で互いに直交するようなシンボルを用いればよい。例えば TX1 から送信するシンボルを S_{ref1} (104)、TX2 から送信するシンボルを S_{ref2} (105) とすると、時間的に直交させた場合には、 S_{ref1} としてある時刻 T1 では TX1 から S_{ref} を送信し、TX2 からは何も送信せず、 S_{ref2} として別の時刻 T2 で TX2 から S_{ref} を送信し、TX1 からは何も送信しないようにしても良い。これにより受信側では時刻 T1 では TX1 からの伝送パス $h(1, 1)$ と $h(1, 2)$ が推定でき、時刻 T2 では TX2 からの伝送パス $h(2, 1)$ と $h(2, 2)$ を推定することができる。

【0020】

同期サブシンボル発生部 401, 405 では送信アンテナ毎に異なる同期サブシンボル S_{tx1} 、 S_{tx2} をそれぞれ発生する。

【0021】

同期サブシンボルは同期シンボル 101 を構成する複数のサブキャリアのうち所定のサブキャリアを抜き出して構成したものである。

【0022】

同期シンボル 101 は所定の周波数間隔の複数のサブキャリアからなり、各サブキャリアは所定の振幅と位相を割り当てる。これらのサブキャリアをフーリエ変換などで直交多重し、時間軸信号に変換する。時間軸信号に変換された同期シンボルには、前記所定の周波数間隔の逆数の時間周期で繰り返し波形が現れる。受信側ではこの繰り返し波形を元に周波数誤差を推定することができる。この同期シンボルを構成する複数のサブキャリアを送信アンテナ数 N 個の組に分割する。たとえば図 1 に示すように TX1 から送信するシンボルにはこれらのサブキャリアのうち、偶数番のサブキャリアを、TX2 から送信するシンボルには奇数番のサブキャリアを割当て、それぞれ S_{tx1} (102)、 S_{tx2} (103) とする。 S_{tx1} 、 S_{tx2} をそれぞれフーリエ変換などで直交多重し、時間軸信号に変換したものを同期サブシンボルとする。同期サブシンボル同士は互いにサブキャリア配置が異なり周波数領域で直交するため、空間で多重されても容易に分離することができる。また同期サブシンボルにも前記所定の周波数間隔の逆数の時間周期で繰り返し波形が現れるため、これを元に周波数誤差を推定することができる。

【0023】

なお図 1 に示した伝送フレームでは同期サブシンボルおよび伝搬係数推定用シンボルをデータシンボル列の前に挿入しているが、同期サブシンボルと伝搬係数推定用シンボルのいずれかまたは両方をデータシンボル列中に所定間隔で挿入してもよい。図 12 は、同期サブシンボルと伝搬係数推定用シンボルの両方をデータシンボル列中に挿入した伝送フレームの一例を示す図である。これにより伝搬特性に時間変動が生じるような場合でも前記所定間隔で挿入されたこれらのシンボルで伝搬特性を推定しながらおずことで時間変動に追従でき、受信特性の劣化を抑えることができる。

【0024】

このようにして発生した送信アンテナ毎の同期サブシンボル、伝搬係数推定用シンボル、データシンボル列をマルチプレクサ 406, 408 で多重化して伝送フレームを構成し、直交変調部 408, 410 と送信用局部発振器 409 で無線周波数に変換し、アンテナ TX1、TX2 から同時に送信する。

【0025】

なお図 4 では共通の送信用局部発振器 409 を用いているが送信アンテナ毎に異なる局部発振器を用いてもよい。局部発振器を複数にすることにより、送信アンテナの配置により自由度を持たせることができるために、互いに離れた場所に設置したアンテナからの同時送信が可能となる。このため、伝送パス間の相関をより小さくすることができ、効果的に

空間多重が行える。さらに1つの局部発振器を用いて複数のアンテナから送信するMIM
O用の高周波部品だけでなく、従来の高周波部品を使用することもできる。

【0026】

送信アンテナTX1, TX2から同時に送信された伝送フレームは複数の空間パスを介して受信アンテナRX1, RX2で受信される。RX1, RX2で受信された信号は直交して復調部411, 413と受信用局部発振器412で後段の信号処理に適した周波数帯に変換される。

【0027】

なお図4では共通の受信用局部発振器412を用いているが受信アンテナ毎に異なる局部発振器を用いてもよい。局部発振器を複数にすることにより、受信アンテナの配置により自由度を持たせることができるために、互いに離れた場所に設置したアンテナからの同時受信が可能となる。このため、伝送パス間の相関をより小さくすることができ、効果的に空間多重が行える。さらに1つの局部発振器を用いて複数のアンテナから受信するMIM
O用の高周波部品だけでなく、従来の高周波部品を使用することもできる。

【0028】

直交復調部411, 413で周波数変換された受信信号のそれぞれに対して同期サブシンボルとの相関から各伝送パスごとの周波数誤差を推定する。

【0029】

受信アンテナRX1で受信される信号は、送信アンテナTX1からの伝送パス $h(1, 1)$ と送信アンテナTX2からの伝送パス $h(2, 1)$ が合成された信号となる。TX1からは同期サブシンボル S_{tx1} , TX2からは同期サブシンボル S_{tx2} が送信されておりのでRX1での受信信号は $h(1, 1)S_{tx1} + h(2, 1)S_{tx2}$ となる。 S_{tx1} と S_{tx2} は互いに直交しているので、この受信信号と S_{tx1} の相関を求めるところが S_{tx2} の項が0となり、 $h(1, 1)$ つまりTX1からRX1への伝送パスの情報が推定できる。同様に個の受信信号と S_{tx2} の相関を求めるところが0となり、 $h(2, 1)$ つまりTX2からRX1への伝送パスの情報が推定できる。

【0030】

同期サブシンボル相関部414～417では各受信アンテナでの受信信号と各同期サブシンボルの相関を求める。同期サブシンボルは上述したように所定の周期の繰り返し波形からなるのでこの波形と受信信号の複素相関を演算する。図5は、同期サブシンボル相関部の動作説明図である。図5に示すように受信信号とこの波形が一致するタイミングで複素相関値のピークが現れ、伝送パスに応じた送受間の位相差、振幅差が検出できる。搬送波周波数誤差が生じるとこの相関ピークタイミングごとに複素相関値の位相が変化するため、この変動量から各伝送パス毎の搬送波周波数誤差を推定できる。

【0031】

相関演算は所定の各同期サブシンボル内の繰り返し波形と受信信号の相互相関演算で求めることができる。あるいは一周波数DFTを用いて各同期サブシンボルを構成するサブキャリアのうちのいくつかを抽出し、抽出したサブキャリアの位相変化の平均を求めても良い。送信側から各同期サブシンボルを複数繰り返して送信し、受信側ではまず各同期サブシンボル内の繰り返し波形の相関を求める。この相関ピークが所定間隔で所定回数検出できれば以降の同期サブシンボル列に対して同期サブシンボル長の相関を求めてよい。このように相関演算期間を長くすることでより精密な送受間位相差を検出することが可能となる。

【0032】

同期サブシンボル相関部414～417で得られた各伝送パス毎の搬送波周波数誤差は重み付け平均部418, 419で平均化し、各受信アンテナでの受信信号の周波数補正値を求める。重み付けは各同期サブシンボルの相関量に比例した重み付けを行えばよい。あるいは後段のデータ復調部423, 424で送信アンテナ毎の受信誤り率を求め、それに基づいて誤りの多い、つまり伝搬路が劣悪な伝送パスを介して受信される系列については重み付けを小さくしてもよい。

【0033】

なお同期サブシンボルが図12に示すように伝送フレーム中に所定間隔で挿入されている場合は、過去に推定された搬送波周波数誤差と現在の同期サブシンボルで推定された搬送は周波数誤差を平均化してもよい。雑音などによる推定誤差で周波数補正值が大きく変動することを抑えつつ搬送波周波数誤差の時間変動に追従することができるため、より推定精度を向上することができる。

【0034】

重み付け平均部418, 419で求められた各受信アンテナでの周波数補正值に基づいて周波数補正部420, 421で受信信号の周波数を補正する。伝搬係数逆関数推定部422は周波数補正された受信信号から伝搬係数推定用シンボルSrefを抽出し、各传送パスの伝搬係数逆関数を推定して干渉成分をキャンセルする等化を行い、各送信アンテナから送信されたデータシンボル列を分離する。分離されたデータシンボル列はデータ復調部423, 424でそれぞれデータ復調され送信データが再生される。

【0035】

なお同期サブシンボル相関部414～417で得られた相関ピークタイミングから各传送パスでの伝搬遅延を検出することができ、粗いフレーム同期を確立することができる。これらの相関ピークタイミングも相関量に応じて重み付け平均したものに基づいてシンボルタイミングを発生することで、伝搬係数逆関数推定部でSrefを抽出する場合にシンボル間干渉を抑圧することができる。

【0036】

かかる構成によれば互いに直交する複数の同期サブシンボルを複数送信アンテナから同時に送信し、受信側で各同期サブシンボルの相関を求めて各传送パスの搬送波周波数誤差および伝搬遅延を推定することができ、これらを重み付け平均して誤差を補正することで伝搬係数逆関数推定の精度を向上することができる。

【0037】**(実施の形態2)**

図6は、本発明の実施の形態2における受信装置の構成を示すブロック図である。図6において、図4と同じ構成要素については同じ符号を用い、説明を省略する。

【0038】

図6において、601, 602は同期シンボル相関部、603は第2の重み付け平均部、604, 605は第2の周波数補正部である。

【0039】

送信用局部発振器409と受信用局部発振器412の周波数誤差が大きな場合、同期サブシンボル相関部414～417で相関が正確に求められない可能性が生じる。特に相関演算に一周波数DFTなどを用いた場合は、フーリエ変換の周波数ビン間隔の1/2以上のが生じると当該サブキャリアの抽出が正確に行えなくなる。そこで図6の構成では実施の形態1の構成に加えて送受間の局部発振器の平均誤差をあらかじめ補正する。

【0040】

同期シンボル相関部601, 602では、複数の同期サブシンボルの合成波形である同期シンボルSync(図1の101)の時間波形との相関を求める。Syncも上述のように所定の周期の繰り返し波形からなるので、実施の形態1で説明した同期サブシンボル相関部での処理と同様に受信信号とSyncの繰り返し波形の相関を求めることで各受信アンテナでの平均の周波数誤差が求められる。

【0041】

なお図1の伝送フレームを使用する場合は、送信側からは同期サブシンボルStx1, Stx2を同時に送信し、空間多重された信号をSyncとみなして受信側でSyncとの相関を求めているが、図7のように各同期サブシンボルの前にSyncを送信しても良い。同じ同期シンボルを複数のアンテナから送信することで、全ての所定サブキャリアが送信されるため、ある传送パスの受信レベルが低い場合でも同期シンボルの相関を精度良く検出することができる。

【0042】

同期シンボル相関部 601, 602 で求められた各受信アンテナの平均周波数誤差は第 2 の重み付け平均部 603 で重み付け平均し、受信信号の周波数補正值を求める。重み付けは各同期シンボルの相關量に比例した重み付けを行えばよい。あるいは各受信アンテナの受信信号レベルに比例した重み付けを行っても良い。このようにして平均化した周波数の受信信号レベルに比例した重み付けを行っても良い。このようにして平均化した周波数誤差は、送信用局部発振器 409 と受信用局部発振器 412 の平均周波数誤差に対応する。

【0043】

第 2 の周波数補正部 604, 605 では、第 2 の重み付け平均部 603 で求められた周波数補正值に基づいて、それぞれの受信アンテナの受信信号を周波数補正し、後段の同期サブシンボル相関演算で各伝送パスの周波数誤差を推定する。

【0044】

かかる構成によれば、各受信アンテナによる受信信号と、同期サブシンボルの合成波形である同期シンボルとの相関演算から、各受信アンテナの平均の周波数誤差を推定することで、送受間の局部発振器の周波数誤差をキャンセルすることができ、後段の同期サブシンボル相関演算をより正確に行うことができる。

【0045】**(実施の形態 3)**

図 8 は、本発明の実施の形態 3 における送受信装置の構成を示すブロック図である。図 8 において、図 4 と同じ構成要素については同じ符号を用い、説明を省略する。なお図 4 における周波数誤差推定に関する構成要素については省略している。

【0046】

図 8 において、801～804 は各伝送パスの伝搬係数 $h(i, j)$ の粗推定部である（図 8 では $h(i, j)$ を h_{ij} と記述している）。上述したように同期サブシンボル相関部 414～417 では各伝送パスごとの情報を求めることができる。同期サブシンボル相関部で各同期サブシンボルを構成するサブキャリアのそれを一周波数 DFT などで抽出した場合、各サブキャリアの位相と振幅が求められる。

【0047】

図 9 は、RX1 で受信した信号を同期サブシンボル相関部 414, 415 で S_{tx1}, S_{tx2} のサブキャリアを抽出した例を示す図である。図 9 の (a) の細い矢印は各送信アンテナから送信された OFDM データシンボル列の各サブキャリアが空間多重されたものを示している。同期サブシンボル相関部 414 は S_{tx1} を構成するサブキャリアのみを抽出し、それらの位相と振幅を求める（図 9 (b)）。ここで図 9 (b) の点線で示すようにこれらのサブキャリアの位相・振幅を元に隣接サブキャリア間の位相・振幅特性を補間してやれば伝送パス $h(1, 1)$ の粗い周波数特性を推定することができる。

【0048】

S_{tx2} についても同様に処理することで図 9 (c) の様に伝送パス $h(2, 1)$ の粗い周波数特性を推定することができる。

【0049】

図 9 (a) のデータキャリアはこれら 2 つの伝送パス $h(1, 1)$ と $h(2, 1)$ の特性が合成されたものが受信される。よって同期サブシンボルであらかじめ各伝送パスの粗い周波数特性を求め、これに基づいて伝搬逆関数推定部 422 は伝搬係数推定用シンボル S_{ref} を用いてより精密な伝搬係数を推定する。

【0050】

かかる構成によれば、同期サブシンボルを用いてあらかじめ各伝送パスの粗い周波数特性を推定することができ、後段の伝搬係数逆関数の推定精度を向上させることができる。

【0051】

なお本実施の形態は上述した実施の形態 1 または 2 と組み合わせることができることはいうまでもない。

【0052】

(実施の形態4)

図10は、本発明の実施の形態4における受信装置の構成を示すブロック図である。図10において、図4と同じ構成要素については同じ符号を用い、説明を省略する。

【0053】

図10において、RX1-1, RX1-2, RX2-1, RX2-2は受信アンテナ、1001, 1002は受信レベル判定部、1003, 1004は選択合成部である。

【0054】

周波数選択性フェージング環境下では特定のサブキャリアの受信レベルが落ち込み、同期サブシンボル相関部414～417で相関が正確に求められない可能性が生じる。特にサブキャリア本数が少ない同期サブシンボルの場合は、あるサブキャリアの受信レベルが落ち込んだ場合その影響は大きくなる。

【0055】

よって本実施形態では各受信系統にさらに複数のアンテナを設け、受信ダイバーシチにより周波数選択性フェージングの影響を軽減させる。

【0056】

RX1-1, RX1-2は受信系統1に設けられた複数のアンテナである。これら複数のアンテナからの受信信号は受信レベル判定部1001に入力し、受信レベルの比較を行う。この受信レベル判定部1001の出力を元に選択合成部1003は受信信号を選択または合成する。たとえばRX1-1の受信レベルの方がRX1-2の受信レベルより大きな場合はRX1-1の受信信号を選択しても良い。あるいはRX1-1の受信レベルとRX1-2の受信レベルの比に基づいてこれらの受信信号を合成してもよい。また同期サブシンボル相関部414, 415の出力結果から各同期サブシンボルの各サブキャリアが所定レベル以下にならない方の受信アンテナを選択するようにしても良い。

【0057】

受信系統2の方も同様に複数アンテナから受信信号を選択または合成する。

【0058】

なお、受信系統毎に複数のアンテナを用いるのではなく、図11に示すように受信系統数Mより多い受信アンテナを用い、各受信アンテナでの受信レベルを比較して選択または合成することによりM個の受信信号を取り出してもよい。

【0059】

かかる構成によれば、周波数選択性フェージング環境下で特定のサブキャリア受信レベルが落ち込むような場合でも、複数受信アンテナの選択または合成による受信ダイバーシチ効果で、同期サブシンボルの相関を正確に求めることができ、各伝送パスごとの搬送波周波数誤差を補正することで後段の伝搬係数逆関数の推定精度を向上させることができる。

【0060】

なお本実施の形態は上述した実施の形態1, 2または3と組み合わせができることはいうまでもない。

【0061】

(実施の形態5)

図13および図14は、本発明の実施の形態5におけるデータ変調部および伝搬係数逆関数推定部をそれぞれ示す。データ変調部402および404、伝搬係数逆関数推定部422はそれぞれ図4と同じ構成要素である。

【0062】

図13において1301, 1304はデータキャリアマッピング部、1302はパイロットキャリア1発生部、1305はパイロットキャリア2発生部、1303, 1306は直交多重部である。

【0063】

図4における送信アンテナTX1から送信するデータシンボル列1は、データ変調部402で生成する。データシンボルは複数のサブキャリアを周波数軸上で直交多重したOF

DMシンボルである。各データシンボルを構成する複数のサブキャリアのうち所定のサブキャリアには既知の位相および振幅を割り当てパイロットキャリアとする。パイロットキャリア以外のサブキャリアには送信データに基づき位相および振幅を割り当てデータキャリアとする。

【0064】

データ変調部402において、データキャリアマッピング部1301は入力される送信データ1に基づきデータキャリアに位相および振幅をマッピングする。マッピング規則はPSKやQAMなどを用いればよい。パイロットキャリア1発生部1302は所定のサブキャリアに対して所定の位相および振幅を割り当てる。データキャリアマッピング部1301とパイロットキャリア1発生部1302が出力する複数のサブキャリアは直交多重部1303に入力される。直交多重部1303ではこれら複数のサブキャリアを直交多重してデータシンボルの時間軸波形を生成する。なお直交多重には逆フーリエ変換や逆ウエーブレット変換、逆離散コサイン変換などを用いることができる。

【0065】

データ変調部404においてもデータ変調部402と同様にして、図4における送信アンテナTX2から送信するデータシンボル列2を生成する。

【0066】

図15にデータ変調部で生成するデータシンボル列の例を示す。図15では説明を簡単にするため、同時に送信するデータシンボル列は2つ、各データシンボル列は4つのデータシンボルからなり、各データシンボルは8つのサブキャリアからなる例を示すが、これらの数は任意に拡張できる。

【0067】

図15において1段目と4段目は各データシンボル列の時間軸上の配置を示しており、送信アンテナTX1から送信するデータシンボル列106は、4つのデータシンボルD1-1, D1-2, D1-3, D1-4からなる（図15の1段目）。同様に送信アンテナTX2から送信するデータシンボル列107は、4つのデータシンボルD2-1, D2-2, D2-3, D2-4からなる（図15の4段目）。これらのデータシンボル列は各アンテナから同時に送信される。つまりD1-1とD2-1が同時に送信され、つづけてD1-2とD2-2、D1-3とD2-3、D1-4とD2-4が送信される。

【0068】

一方、図15において2段目と3段目は各データシンボルの周波数軸上のサブキャリア配置を示している。データシンボルは8つのサブキャリアC-4, C-3, C-2, C-1, C+1, C+2, C+3, C+4からなる。サブキャリアを示す矢印のうち、実線はデータキャリア、破線はパイロットキャリアを示す。またサブキャリア位置に矢印がないものは振幅0のヌルキャリアを示す。

【0069】

1番目に送信されるデータシンボルD1-1およびD2-1ではサブキャリア番号C-1およびC+4にパイロットキャリアを割り当てる。このとき、D1-1のパイロットキャリアには所定の位相と0より大きい振幅を割り当てる。一方D2-1のパイロットキャリアには振幅0のヌルキャリアを割り当てる。これにより1番目に送信されるデータシンボルのうちサブキャリア番号C-1およびC+4は送信アンテナTX1からのみ送信される。よって受信側では1番目に受信したデータシンボルのうちサブキャリア番号C-1およびC+4を用いて送信アンテナTX1と各受信アンテナの間の伝搬係数（図8におけるh11とh12）を推定することが可能となる。

【0070】

次に2番目に送信されるデータシンボルD1-2およびD2-2では1番目に送信したパイロットキャリアと同じサブキャリア番号（C-1およびC+4）にパイロットキャリアを割り当てる。ここでは1番目に送信したものとは逆に、D2-2のパイロットキャリアに所定の位相と0より大きい振幅を割り当て、D1-2のパイロットキャリアに振幅0のヌルキャリアを割り当てる。これにより2番目に送信されるデータシンボルのうちサブキ

キャリア番号C-1およびC+4は送信アンテナTX2からのみ送信される。受信側では1番目のデータシンボルの時と同様に、2番目に受信したデータシンボルのうちサブキャリア番号C-1およびC+4を用いて送信アンテナTX2と各受信アンテナの間の伝搬係数(図8におけるh21とh22)を推定することが可能となる。

【0071】

3番目と4番目に送信されるデータシンボルにおいてはパイロットキャリアをサブキャリア番号C-3とC+2に割り当てる。1, 2番目の時と同様にして、3番目に送信されるデータシンボルではD1-3のC-3とC+2に所定の位相と0より大きい振幅を割当てる。D2-3のC-3とC+2には振幅0のヌルキャリアを割り当てる。同様に4番目に送信されるデータシンボルではD1-4のC-3とC+2に振幅0のヌルキャリアを割当てる。これにより、D2-4のC-3とC+2に所定の位相と0より大きい振幅を割り当てる。これにより、受信側では3番目に受信されるデータシンボルからh11とh12、4番目に受信されるデータシンボルからh21とh22をそれぞれ推定することが可能となる。

【0072】

図16は上述したパイロットキャリアの配置の一例を時間軸対周波数軸で模式的に示したものである。図16の上段は送信アンテナTX1から送信するデータシンボル列106を示している。ここで、下段は送信アンテナTX2から送信するデータシンボル列107を示している。横軸は時間(シンボル番号)、縦軸は周波数(サブキャリア番号)を示す。1つの四角がサブキャリアを示しており、白色がデータキャリア、灰色がパイロットキャリア、×印がヌルキャリアをそれぞれ示す。

【0073】

パイロットキャリアまたはヌルキャリアを割り当てるサブキャリア(以降パイロットサブキャリアとする)は1つのデータシンボルに対して少なくとも2つ以上のサブキャリアに割り当てる。また、同時に送信される複数のデータシンボルにおいて、一方のデータシンボルのパイロットサブキャリアには所定の位相と0より大きい振幅のパイロットキャリアを割り当て、他方のデータシンボルのパイロットサブキャリアには振幅0のヌルキャリアを割り当てる。より好ましくは次に送信するデータシンボルではパイロットキャリアとアを割り当てる。より好ましくは次に送信するデータシンボルではパイロットキャリアとヌルキャリアの割り当てを入れ替える。例えば図16に示すように、データシンボル列1において奇数番目のデータシンボルではパイロットキャリアを送信し、偶数番目のデータシンボルではヌルキャリアを送信する。一方同時に送信するデータシンボル列107においては、奇数番目のデータシンボルではヌルキャリアを送信し、偶数番目のデータシンボルではパイロットキャリアを送信する。

【0074】

またパイロットサブキャリアは、すべてのデータシンボルで同じサブキャリア番号に割り当てても良い。より好ましくはデータシンボル毎に所定のシーケンスに従ってパイロットサブキャリアのサブキャリア番号を変えればよい。これにより、周波数選択性フェージングによって特定のサブキャリアの振幅が極端に小さくなる場合でも、受信パイロットキャリアの振幅が極端に小さくなる確率を下げることができ、伝搬係数を精度よく推定することが可能となる。図16では2データシンボル毎にパイロットサブキャリアを変える一例を示す。ここでは1つのデータシンボルに対して2つのパイロットサブキャリアを割り当てる、パイロットサブキャリア間の間隔は一定とする。パイロットサブキャリアの割り当て、パイロットサブキャリア位置で分割し、まだパイロットサブキャリアが割り当たっていないサブキャリアが多い帯域の中心付近でかつ前シンボルのパイロットサブキャリアから離れているサブキャリアに次のパイロットサブキャリアを割り当てる。

【0075】

この割当て方法について図16を用いて具体的に説明する。ここではサブキャリア番号C+1, C+2, C+3, C+4のみについて説明する。まず1、2番目のデータシンボルでは、4つのサブキャリア帯域の中心付近のサブキャリアとしてC+3を選択し、これをパイロットサブキャリアとする。つぎの3、4番目のデータシンボルではC+3でサブ

キャリア帯域が2つに分割され、C+1, C+2の組とC+4に分かれる。ここではC+1, C+2の組を選択し、その中央付近となるサブキャリアのうち前シンボルのパイロットサブキャリアから離れているC+1を選択し、パイロットサブキャリアとする。さらに5, 6番目のデータシンボルではこれまでのパイロットサブキャリアC+3, C+1でサブキャリア帯域が分割され、C+2とC+4に別れる。このうち前シンボルのパイロットサブキャリアから離れているC+4を選択し、パイロットサブキャリアとする。最後に7, 8番目のデータシンボルでは残りのC+2をパイロットサブキャリアとする。以降のデータシンボルではこれを繰り返し、このサイクルですべてのサブキャリアがパイロットサブキャリアに割り当てられる。

【0076】

このような割当て方法により、各データシンボルにおいて、データキャリアとパイロットキャリアとの距離が周波数的または時間的に近くなるようなパイロットキャリア配置となり全サブキャリアの伝搬係数を周波数方向補間と時間方向補間で求める場合にその精度を向上させることができる。つまり、伝搬路変動が緩やかな場合、あるサブキャリアの伝搬路係数は周波数方向と時間方向に隣接するサブキャリアの伝搬路係数と相関が高いといえる。よって周波数的または時間的に離れたサブキャリアで推定された伝搬路係数を補間して求めた伝搬路係数よりも、周波数的または時間的に近いサブキャリアで推定された伝搬路係数を補完して求めた伝搬路係数の方が精度がよくなるためである。

【0077】

なおこのパイロットサブキャリア割当てシーケンスはサブキャリア数、パイロットサブキャリア数、同時に送信するデータシンボル数に応じてあらかじめ決定し、送信側、受信側で既知としておく。

【0078】

図14は上述のようなパイロットキャリアが挿入されたデータシンボル列を分離する伝搬係数逆関数推定部422を示す。図14において1401、1402は直交分離部、1403は伝搬路特性推定部、1404, 1406はパイロットキャリア1抽出部、1405, 1407はパイロットキャリア2抽出部、1408はh11粗推定部、1409はh21粗推定部、1410はh12粗推定部、1411はh22粗推定部、1412は伝搬路特性更新部、1413は伝搬路逆関数演算部、1414はチャネル分離部である。

【0079】

伝搬係数逆関数推定部422には実施の形態1～4で上述したように同期シンボルを用いて周波数誤差を推定し、これを補正した受信シンボル列が入力される。受信アンテナRX1で受信したシンボル列は直交分離部1401、RX2で受信したシンボル列は直交分離部1402にそれぞれ入力され各シンボル毎に直交分離を行い周波数軸上のサブキャリアに分離する。なお直交分離にはフーリエ変換、ウェーブレット変換、離散コサイン変換などを用いることができる。

【0080】

サブキャリアに分離された各シンボルのうち伝搬係数推定用シンボルSrefは伝搬路特性推定部1403に入力される。伝搬路特性推定部は既知の伝搬係数推定用シンボルと受信された伝搬係数推定用シンボルとの相関から各アンテナ間の伝搬路特性h(i, j)を推定する。以降の受信データシンボルは、各传送パスの伝搬係数逆関数を推定して干渉成分をキャンセルする等化を行い、各送信アンテナから送信されたデータシンボル列を分離する。

【0081】

しかし、上述した同期シンボルを用いて推定した周波数推定値には、雑音や位相雑音などの影響による推定誤差（残留周波数誤差）が含まれるため、受信シンボル列はこの残留周波数誤差による位相回転が生じる。残留周波数誤差が大きな場合、伝搬係数推定用シンボルSrefから時間的に離れるほどデータシンボルでは大きな位相差が生じるため、伝搬係数逆関数の推定に誤差が生じることとなり受信誤りが発生する。

【0082】

このような残留周波数誤差による位相回転を補正するために上述のパイロットキャリアを用いる。RX1で受信されサブキャリアに分離された受信データシンボルはパイロットキャリア1抽出部1404およびパイロットキャリア2抽出部1405に入力される。パイロットキャリア1は送信アンテナTX1からのみ送信されているため、受信したパイロットキャリア1と既知のパイロットキャリア1の相関から周波数方向または時間方向に補完することで全サブキャリアのTX1-RX1間の伝搬路特性 h' (1, 1)を推定することができる。同様にパイロットキャリア2は送信アンテナTX2からのみ送信されているため、TX2-RX1間の伝搬路特性 h' (2, 1)を推定することができる。これらを h_{11} 粗推定部1408および h_{21} 粗推定部1409で行う。受信アンテナRX2側でも同様にして h' (2, 1)と h' (2, 2)をパイロットキャリアから推定する。

【0083】

伝搬係数推定用シンボルSrefで推定した伝搬係数 h (i, j)と、各データシンボル中のパイロットキャリアで推定した伝搬係数 h' (i, j)は伝搬路特性更新部1411に入力される。 h (i, j)と h' (i, j)には残留周波数誤差や位相雑音による位相差や、伝送路変動による位相差および振幅差があるため、 h (i, j)を初期値として h' (i, j)との誤差を用いて伝搬係数 h'' (i, j)を更新することにより、より精度良く各伝送パスの伝搬係数を推定することができる。

【0084】

このようにして各データシンボル毎に更新した伝搬係数 h'' (i, j)は伝搬路逆関数演算部1413に入力され、その逆関数を求める。この逆関数を用いてチャネル分離部1414においてRX1で受信されサブキャリアに分離された受信データシンボル列1とRX2で受信されサブキャリアに分離された受信データシンボル列2から、送信データシンボル列1, 2を分離してデータ復調をおこなう。

【0085】

かかる構成によれば、同期シンボルによる周波数推定に残留誤差があるような場合でも、データシンボルのパイロットキャリアを用いて各伝送パスごとの残留誤差を推定し伝搬係数を補正することで伝搬係数逆関数の推定精度を向上させることができる。また周波数を選択性フェージング環境下で特定のサブキャリア受信レベルが落ち込むような場合でも、パイロットキャリアを全サブキャリアに順次割り当てることでパイロットキャリア受信レベルが落ち込む確率を低くすることができる。また上述したパイロットサブキャリアの割当て方法により、各サブキャリアごとの伝搬路推定値の補間精度を均一にすることができる。

【0086】

なお本実施の形態は上述した実施の形態1, 2, 3または4と組み合わせができるることはいうまでもない。

【産業上の利用可能性】

【0087】

本発明にかかる周波数誤差補正方法および送受信装置は、伝送バス毎の搬送波周波数誤差を推定し、補正することができるため伝搬逆関数推定精度を向上することができ、MIMO伝送方式を用いた無線送受信装置等に用いるものとして有用である。

【図面の簡単な説明】

【0088】

【図1】本発明の実施の形態1における伝送フレームの一例を示す図

【図2】従来のMIMO-OFDM伝送装置の構成を示すブロック図

【図3】従来のMIMO-OFDM伝送で用いる伝送フレームを示す図

【図4】本発明の実施の形態1における送受信装置の構成を示すブロック図

【図5】同期サブシンボル相関部の動作説明図

【図6】本発明の実施の形態2における受信装置の構成を示すブロック図

【図7】本発明の実施の形態2における伝送フレームの一例を示す図

【図8】本発明の実施の形態3における送受信装置の構成を示すブロック図

【図 9】伝搬係数粗推定部の動作説明図

【図 10】本発明の実施の形態 4 における受信装置の構成を示すブロック図

【図 11】本発明の実施の形態 4 における受信装置の構成の一例を示すブロック図

【図 12】本発明の実施の形態 1 における伝送フレームの一例を示す図

【図 13】本発明の実施の形態 5 におけるデータ変調部の一例を示すブロック図

【図 14】本発明の実施の形態 5 における伝搬路係数逆関数推定部の一例を示すブロック図

【図 15】本発明の実施の形態 5 におけるデータシンボル列の一例を示す図

【図 16】本発明の実施の形態 5 におけるパイロットキャリア配置の一例を示す図

【符号の説明】

【0089】

- 101 同期シンボル
- 102 送信アンテナ 1 で送信する同期シンボル 1
- 103 送信アンテナ 2 で送信する同期シンボル 2
- 104 送信アンテナ 1 で送信する伝搬係数推定用シンボル
- 105 送信アンテナ 2 で送信する伝搬係数推定用シンボル
- 106 送信アンテナ 1 で送信するデータシンボル列 1
- 107 送信アンテナ 2 で送信するデータシンボル列 2
- 201 プリアンブル発生部
- 202、203 データ変調部
- 204、205 マルチプレクサ
- 206、207 直交変調部
- 208、209 ローカル発振器
- 210、211 直交復調部
- 212、213 周波数誤差推定部
- 214 平均部
- 215、216 周波数補正部
- 217 伝搬逆関数推定部
- 218、219 データ復調部
- 401、405 同期シンボル発生部
- 402、404 データ変調部
- 403 伝搬係数推定用シンボル発生部
- 406、407 マルチプレクサ
- 408、409 直交変調部
- 409、412 ローカル発振器
- 411、413 直交復調部
- 414、415、416、417 同期サブシンボル相関部
- 418、419 重み付け平均部
- 420、421 周波数補正部
- 422 伝搬係数逆関数推定部
- 423、424 データ復調部
- 601、602 同期シンボル相関部
- 603 第2の重み付け平均部
- 604、605 第2の周波数補正部
- 801、802、803、804 伝搬係数粗推定部
- 1001、1002 受信レベル判定部
- 1003、1004 選択合成部
- 1301、1304 データキャリアマッピング部
- 1302、1305 パイロットキャリア発生部
- 1303、1306 直交多重部

1401、1402 直交分離部

1403 伝搬路特性推定部

1404、1405、1406、1407 パイロットキャリア抽出部

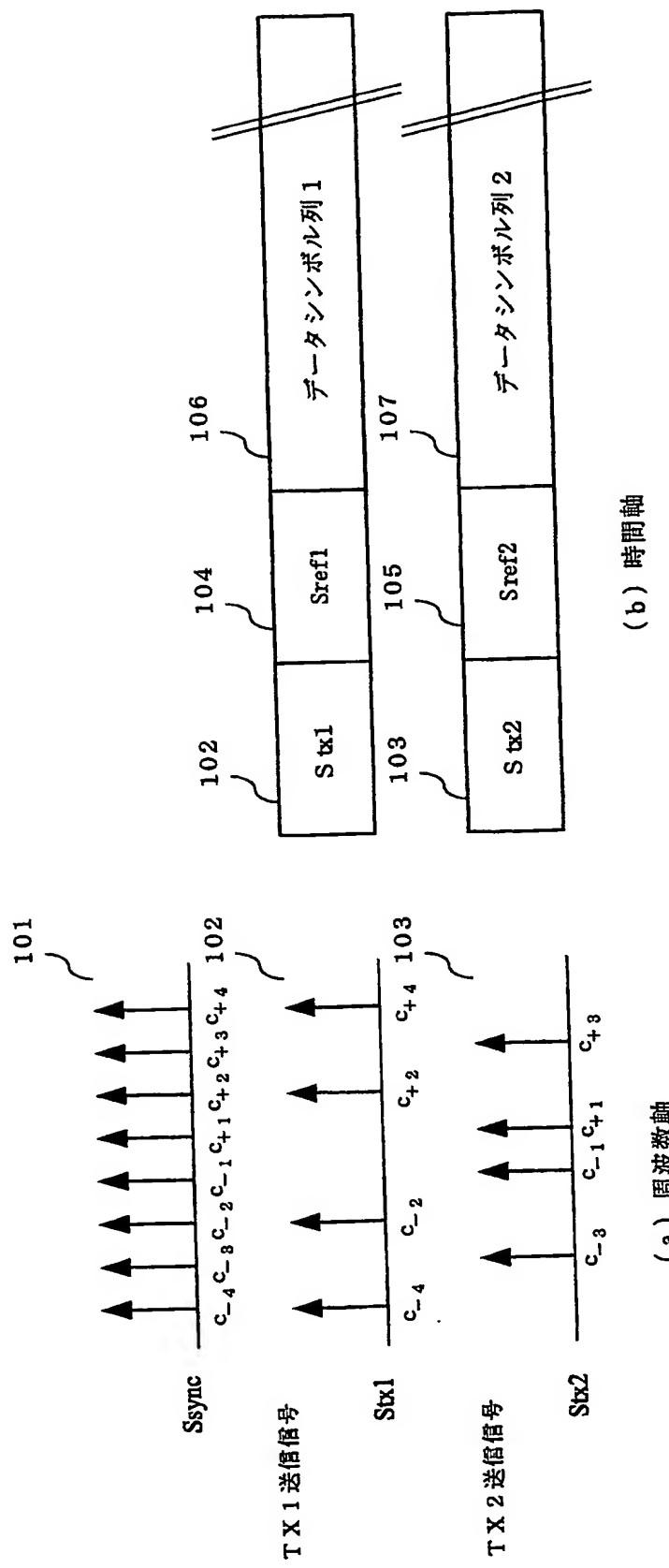
1408、1409、1410、1411 伝搬路係数粗推定部

1412 伝搬路特性更新部

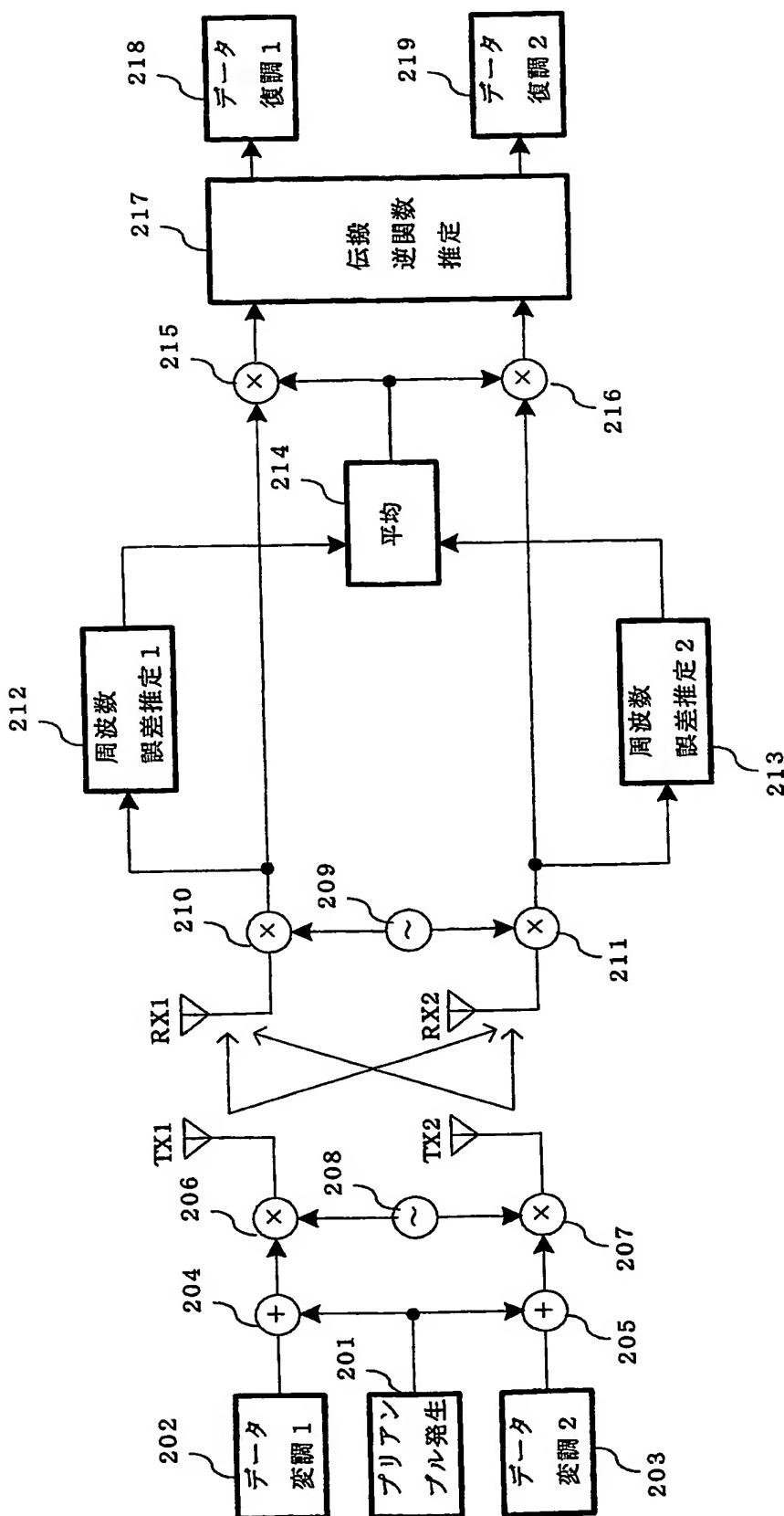
1413 伝搬路逆関数演算部

1414 チャネル分離部

【書類名】 図面
【図 1】

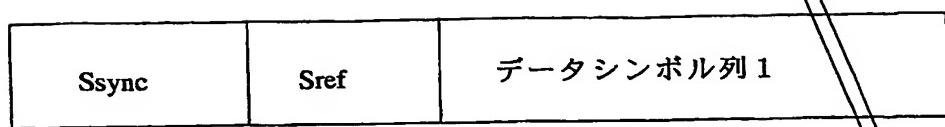


【図2】

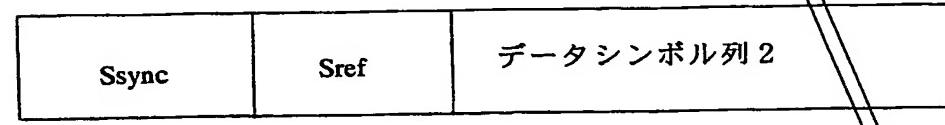


【図3】

TX 1 送信信号

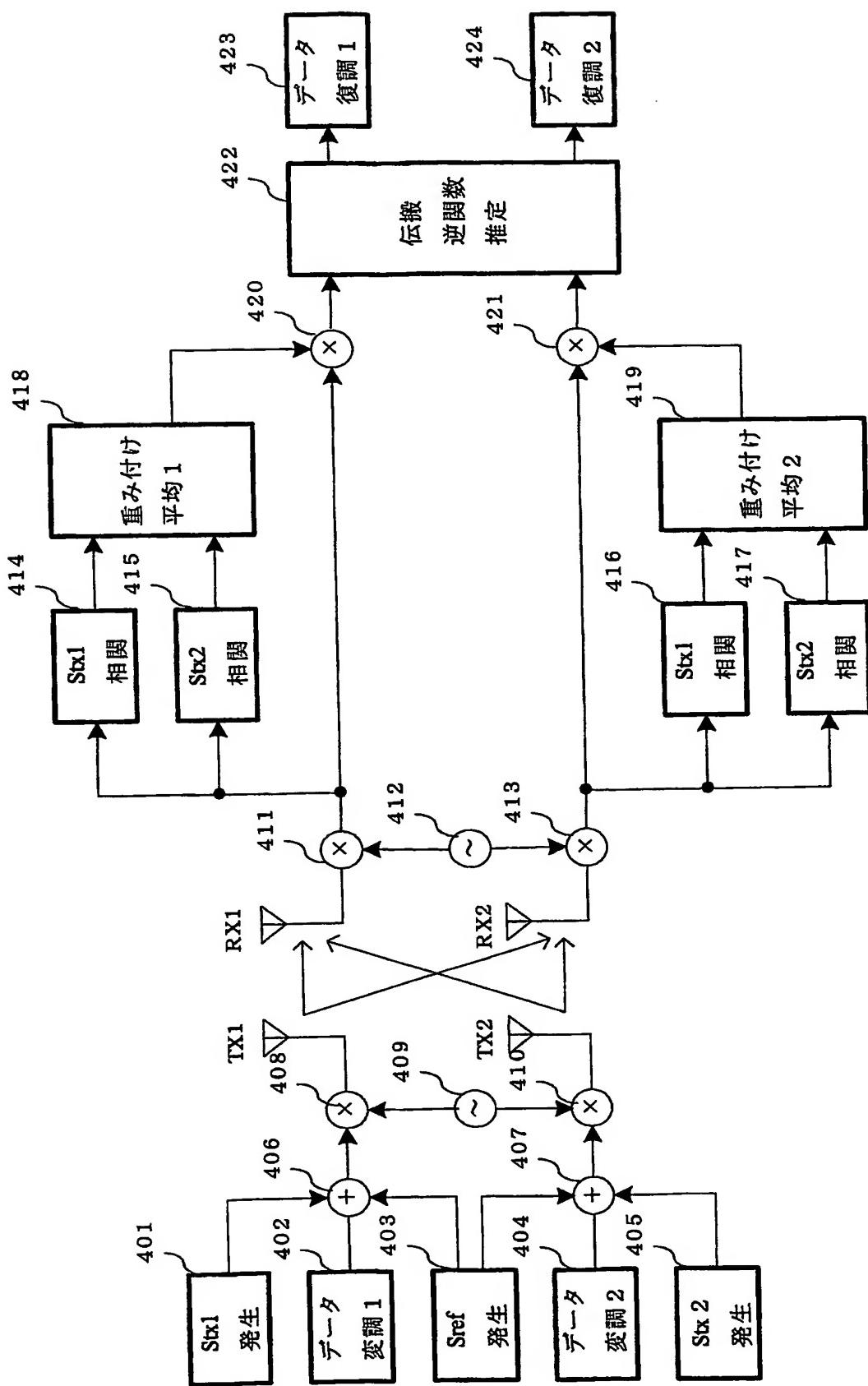


TX 2 送信信号

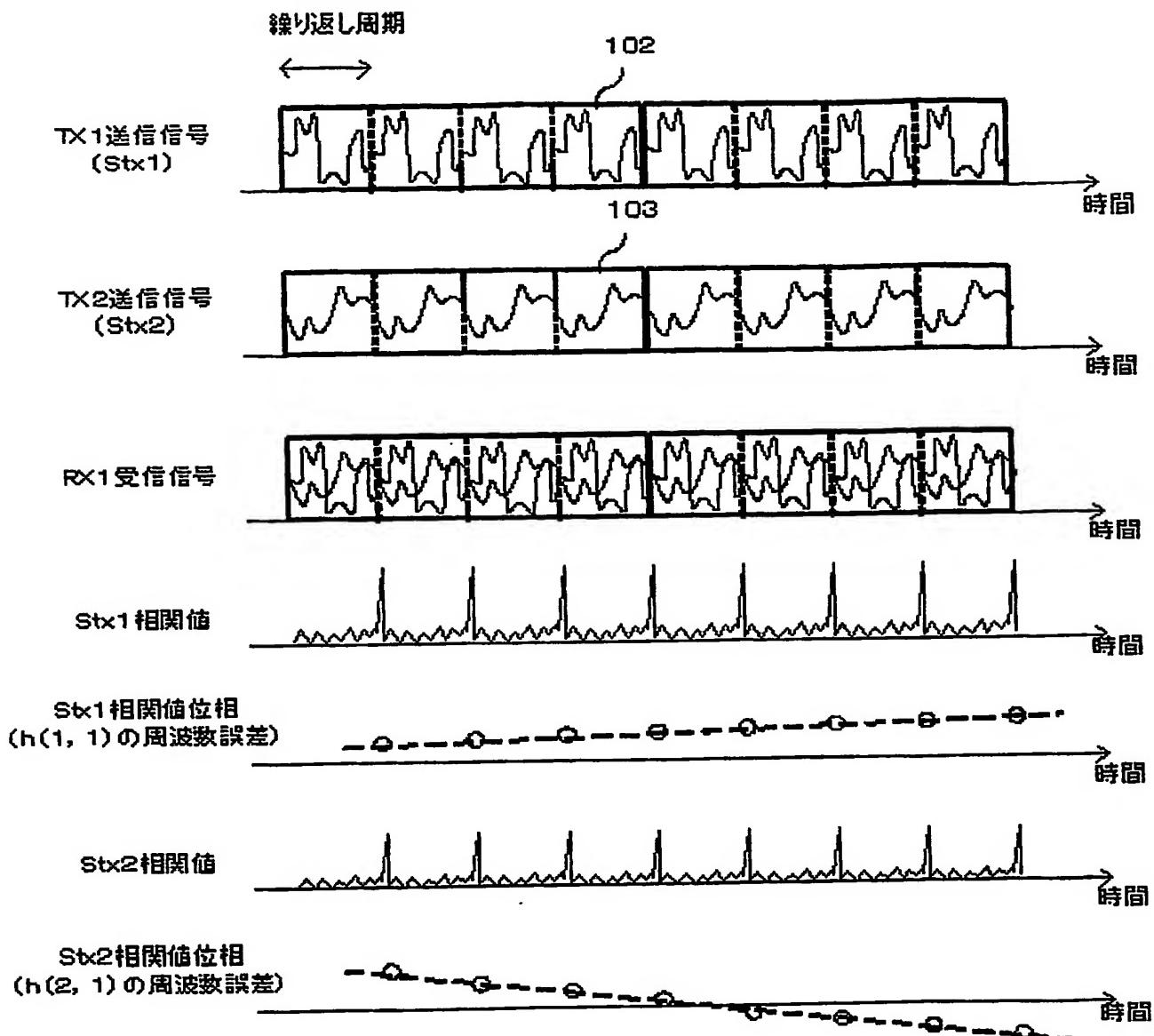


時間 →

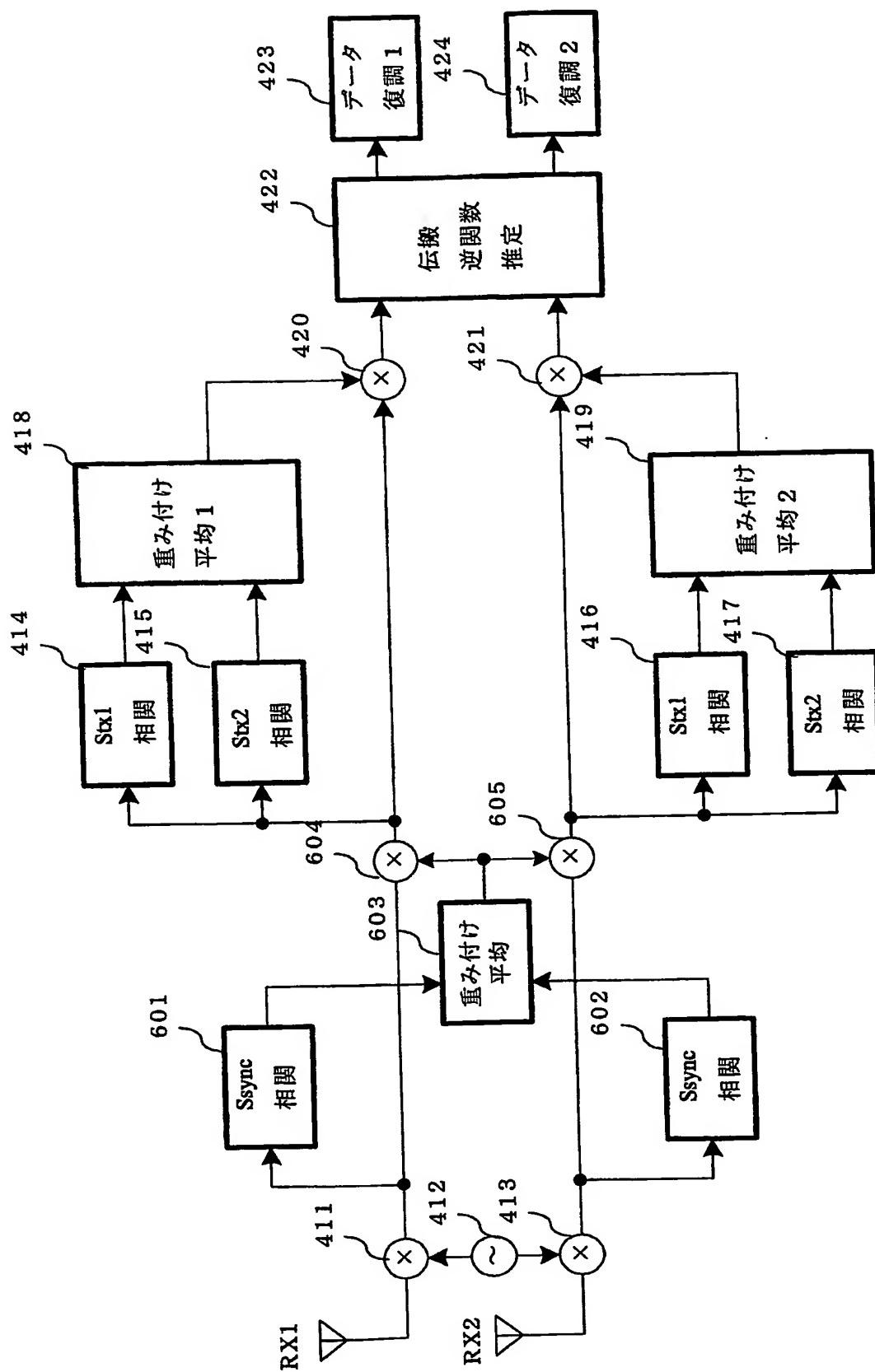
【図4】



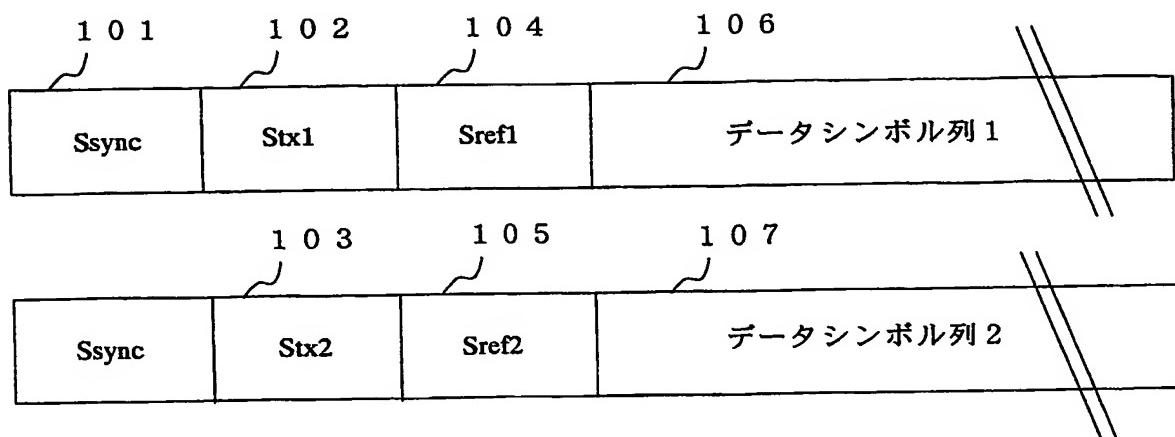
【図 5】



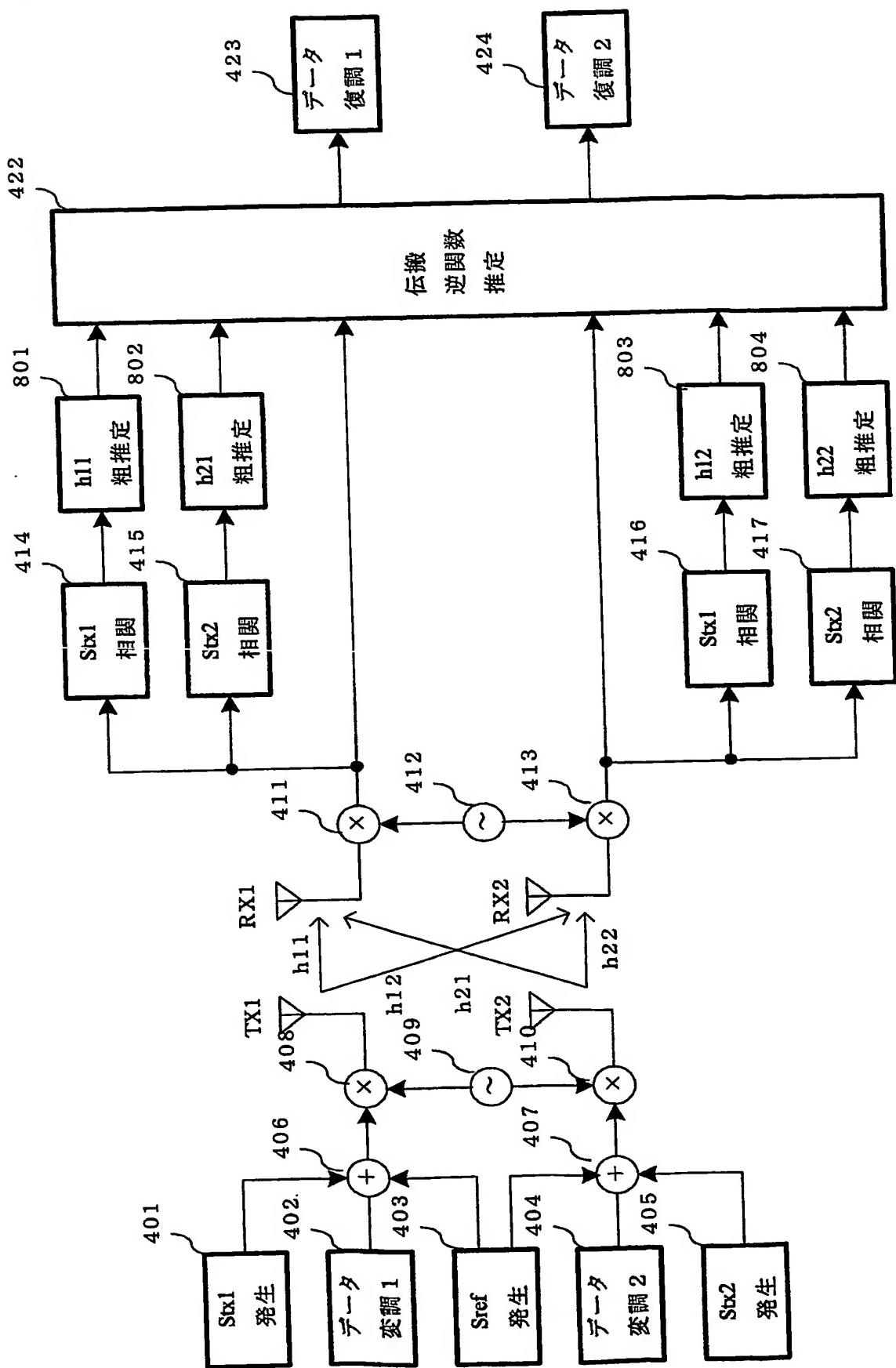
【図6】



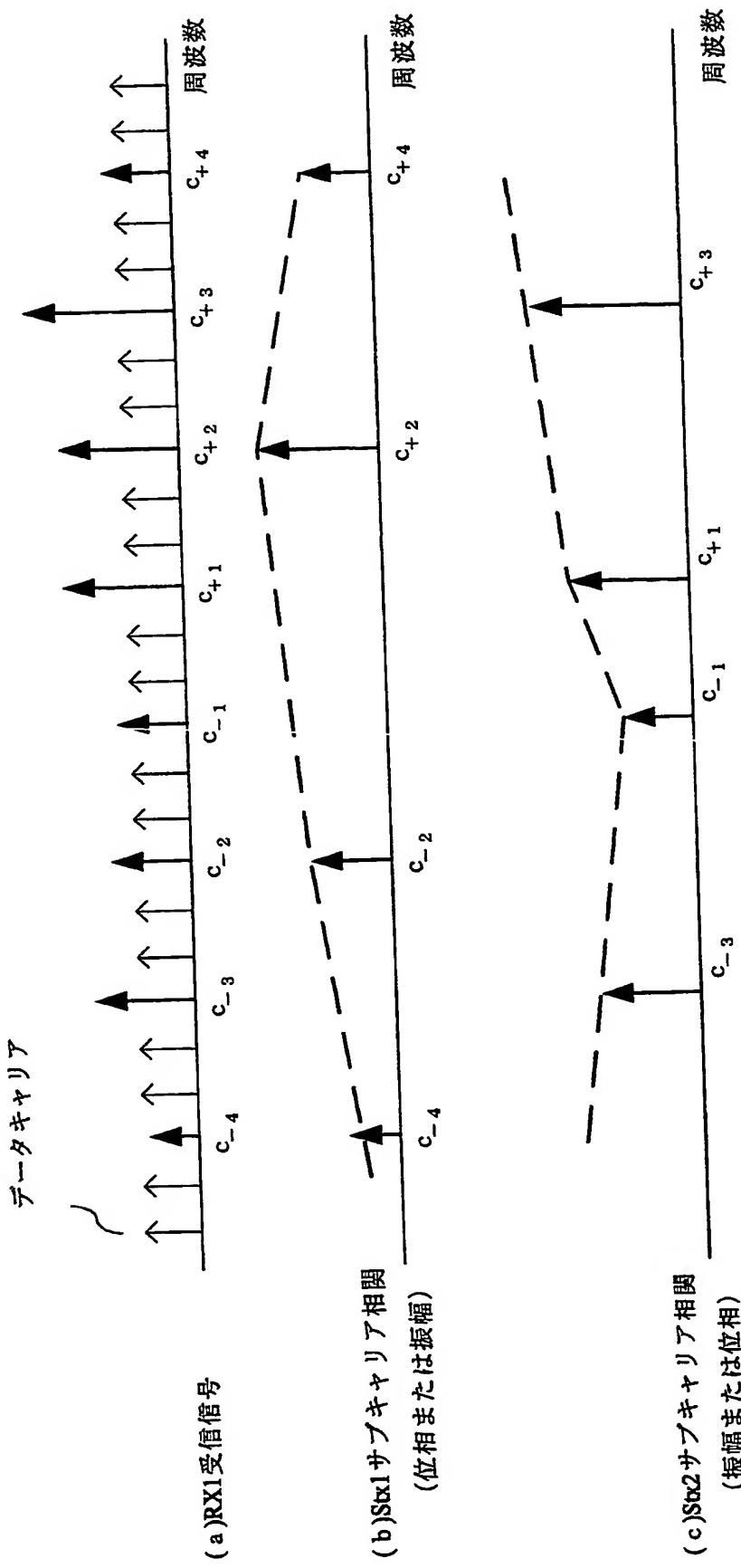
【図7】



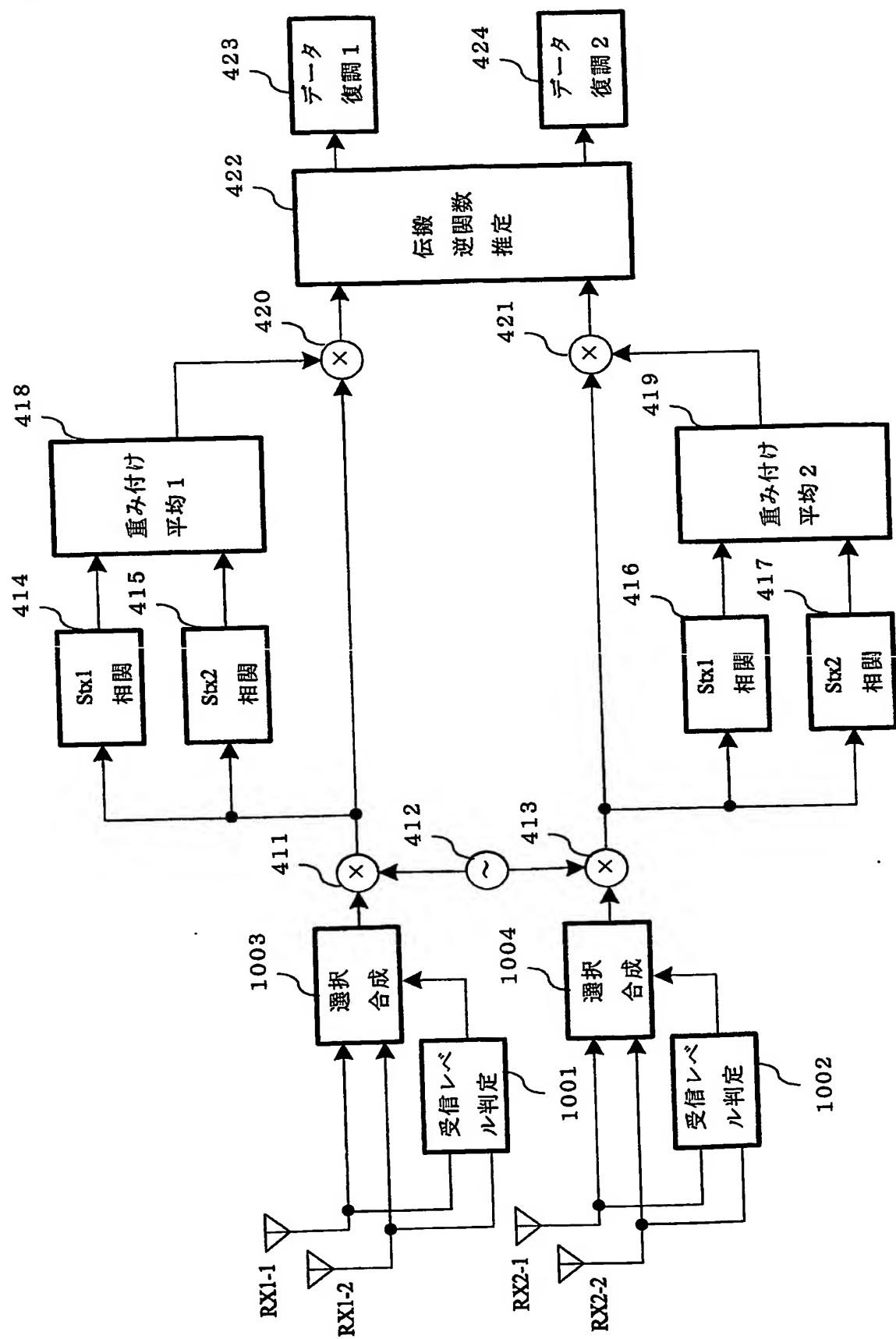
【図8】



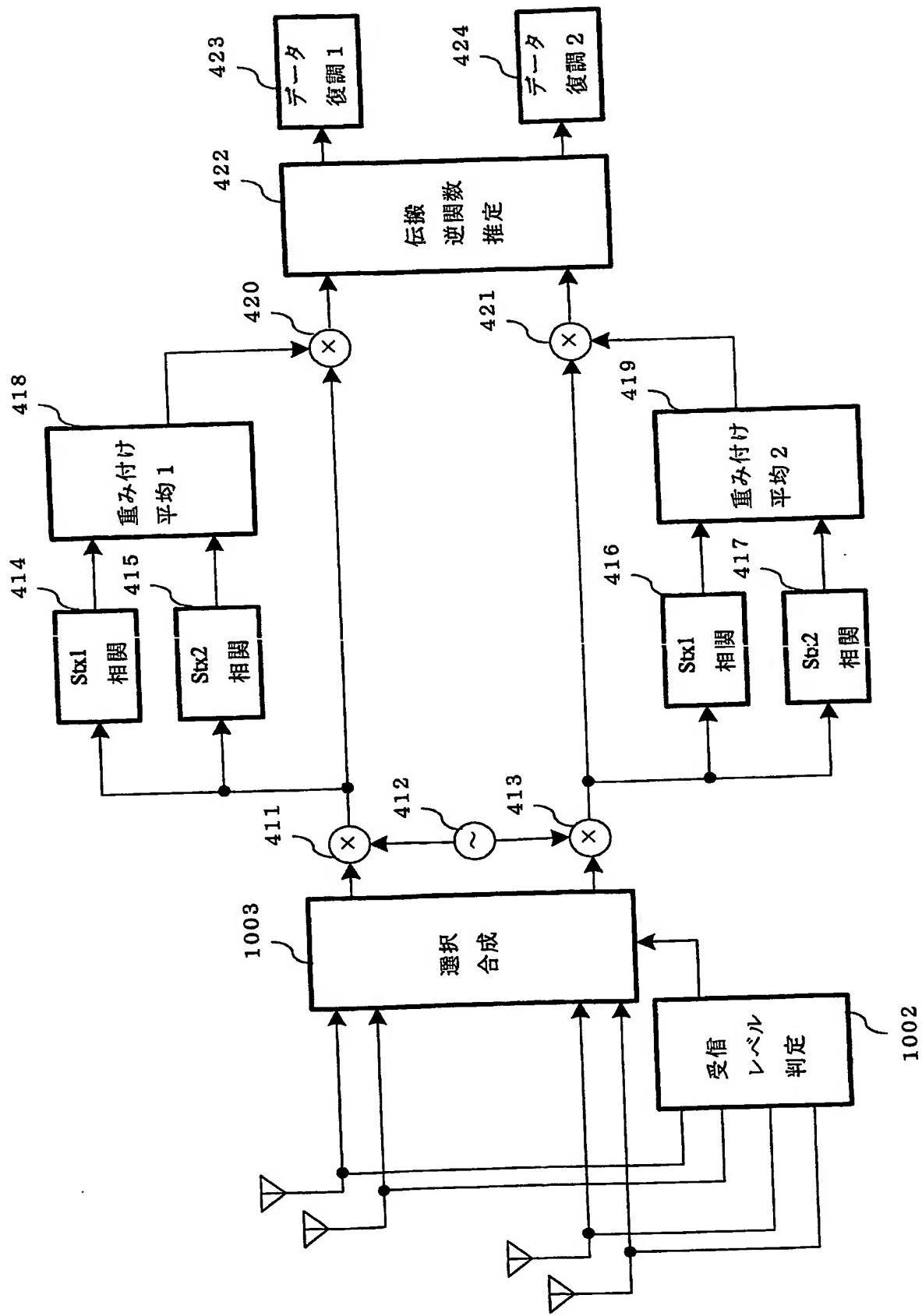
【図9】



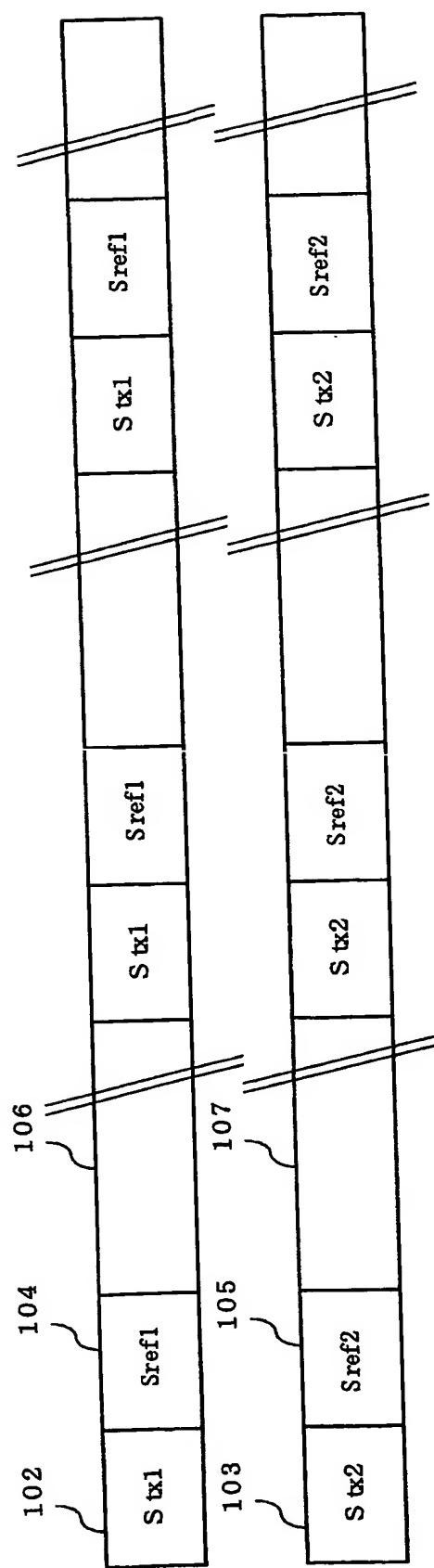
【図10】



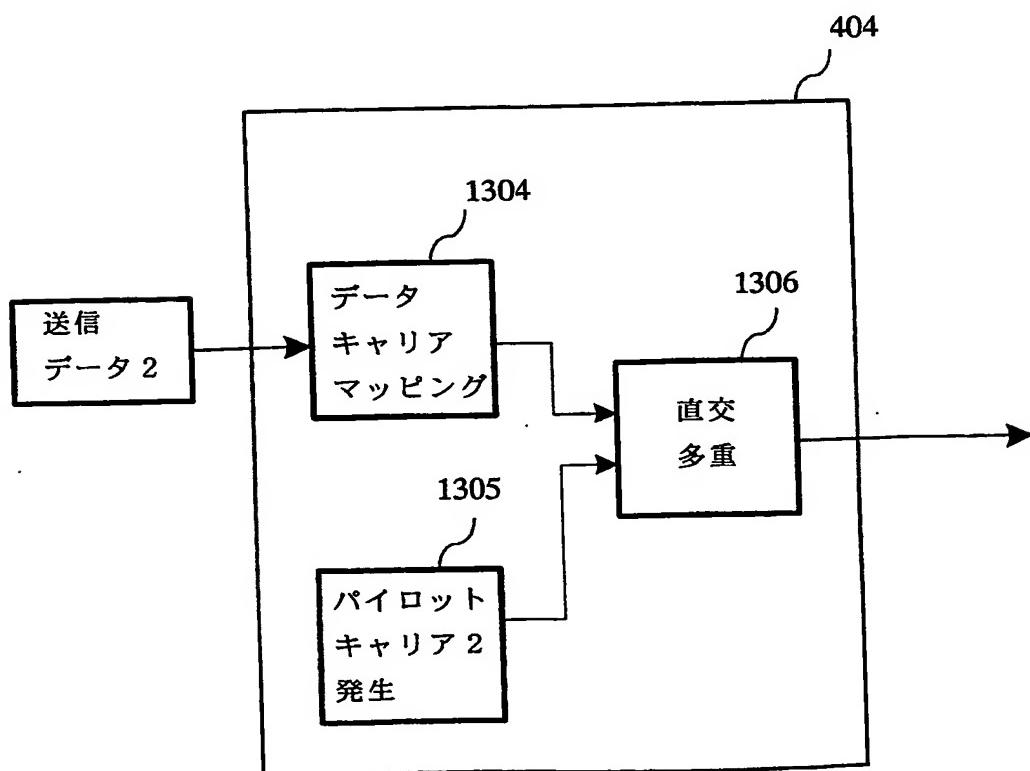
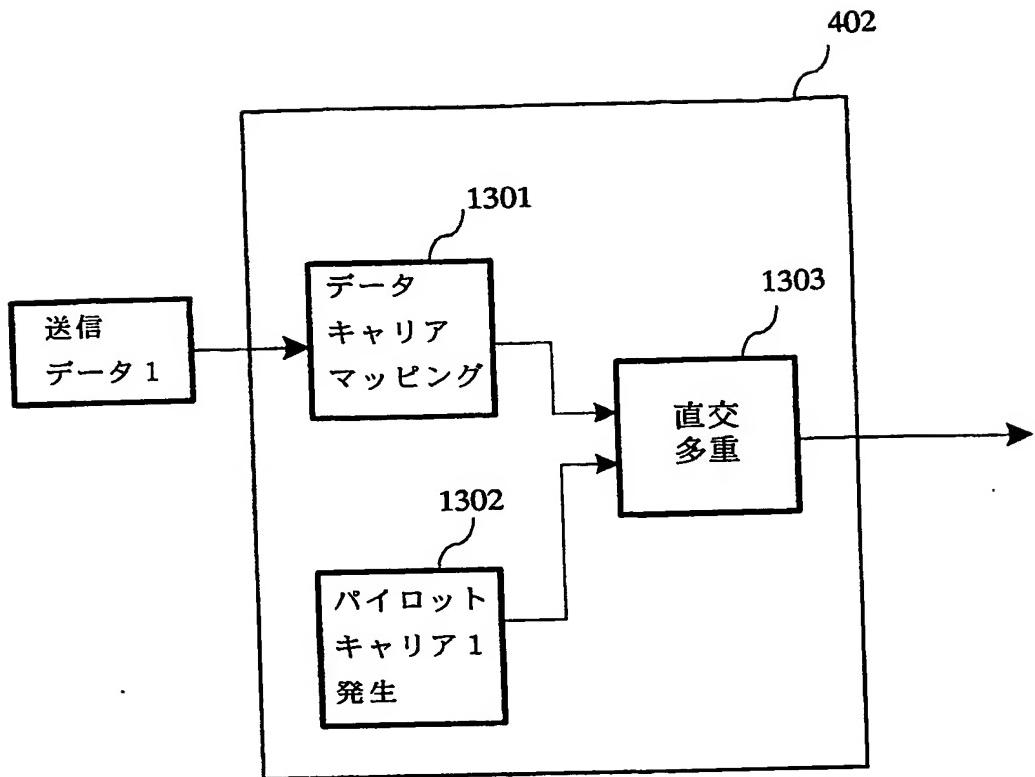
【図11】



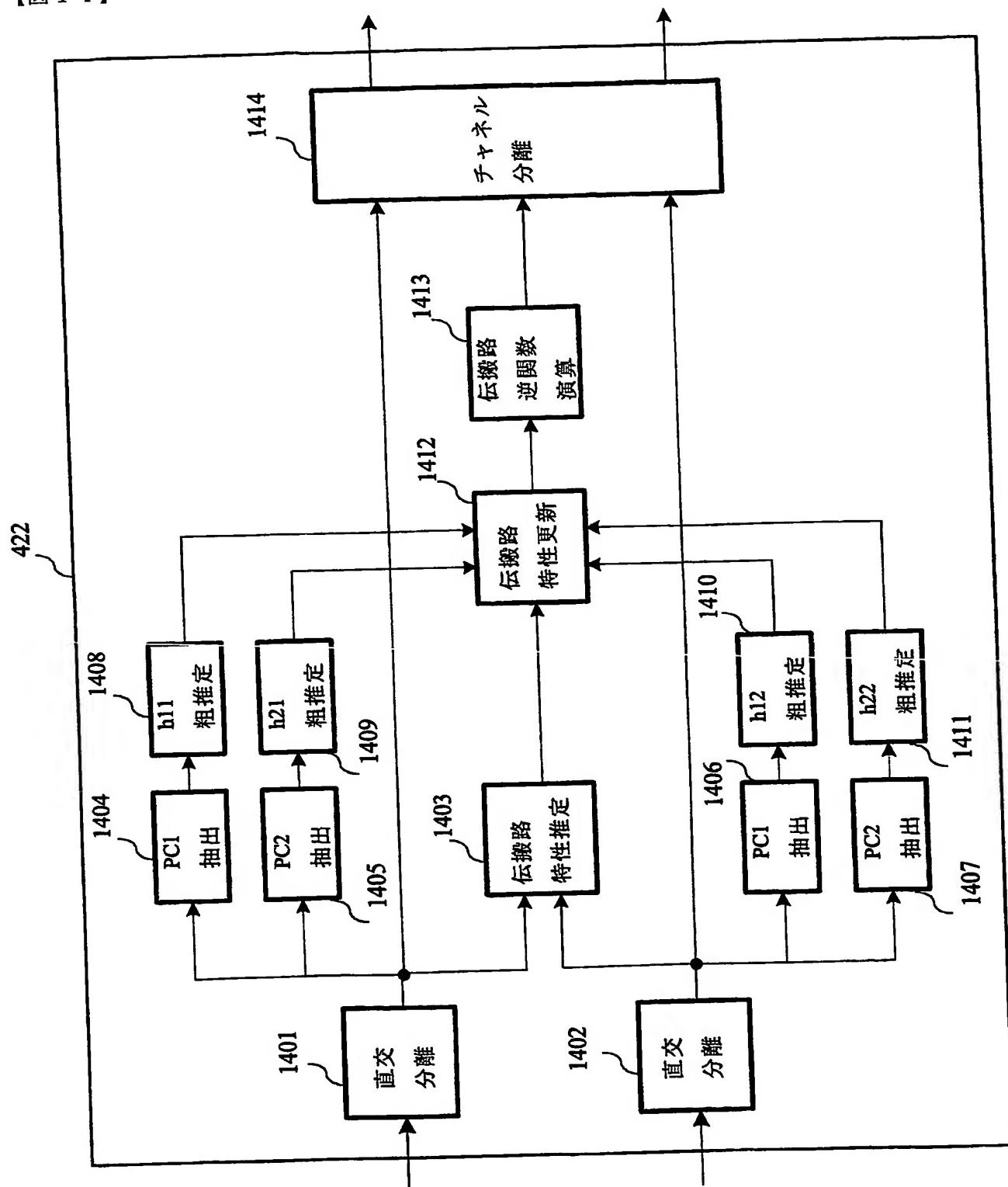
【図 12】



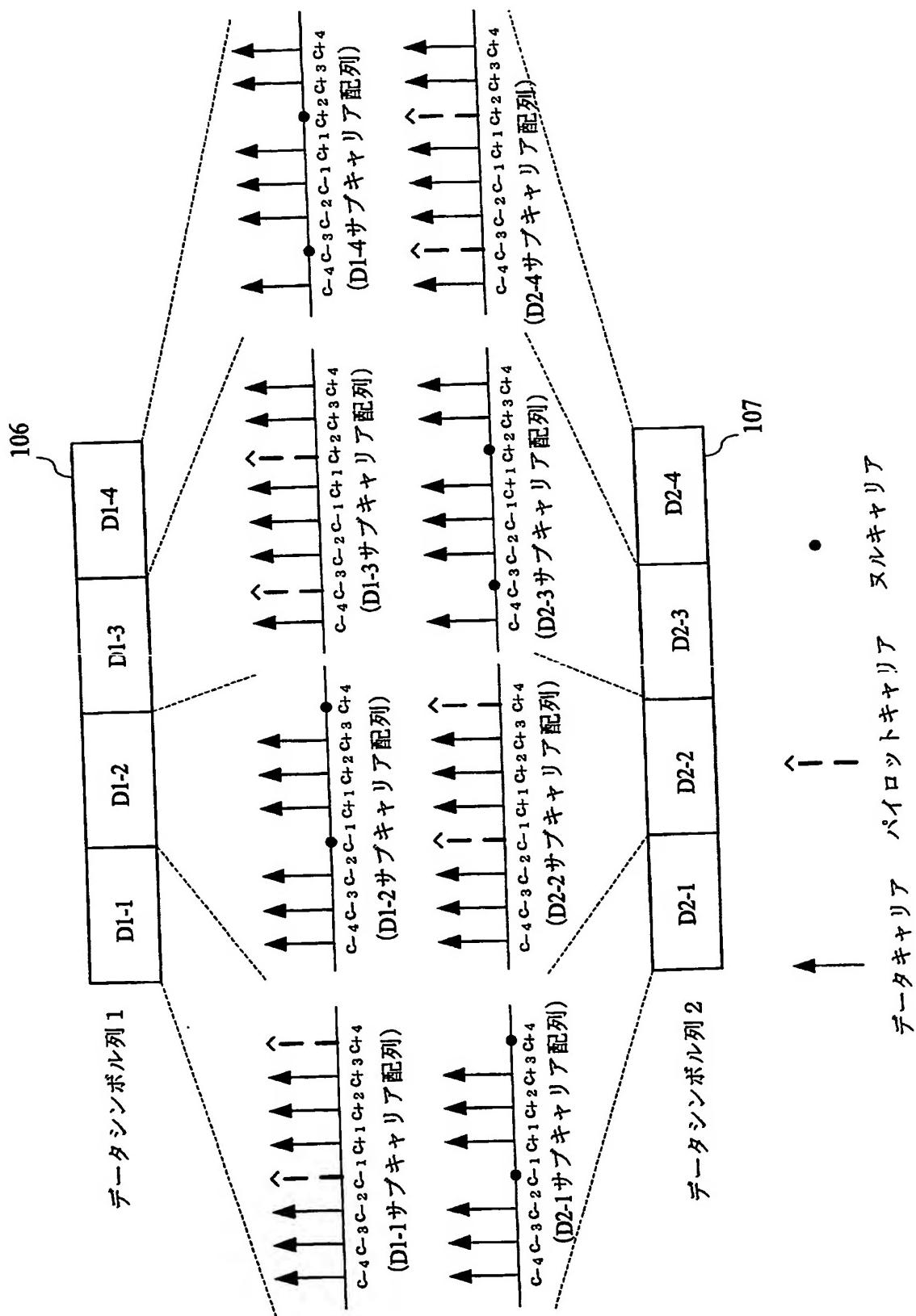
【図13】



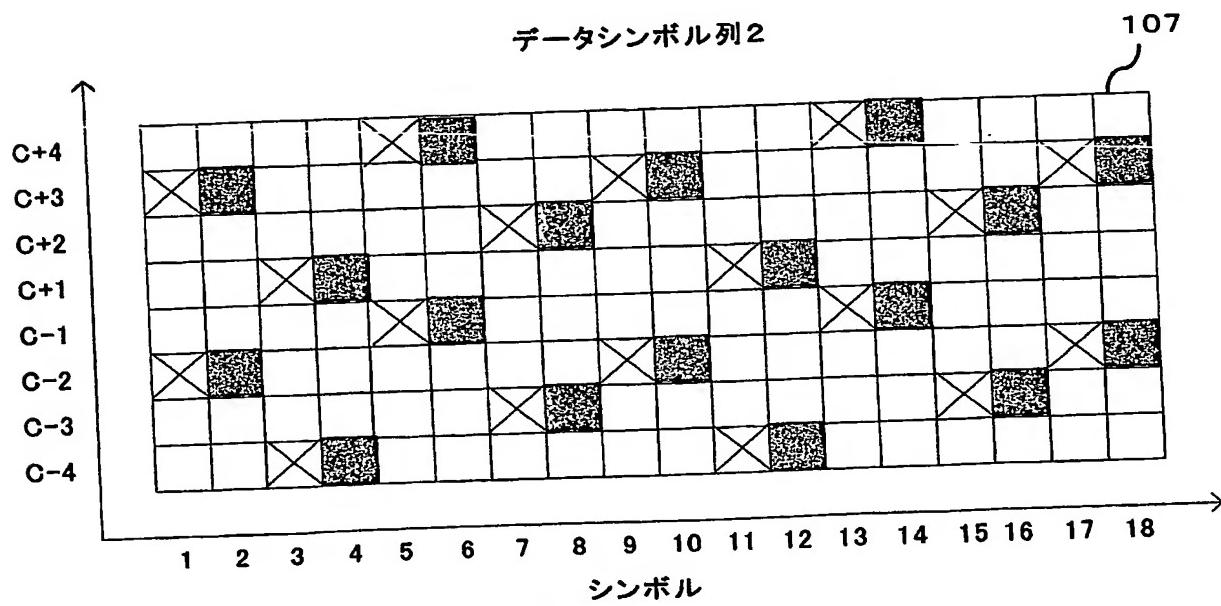
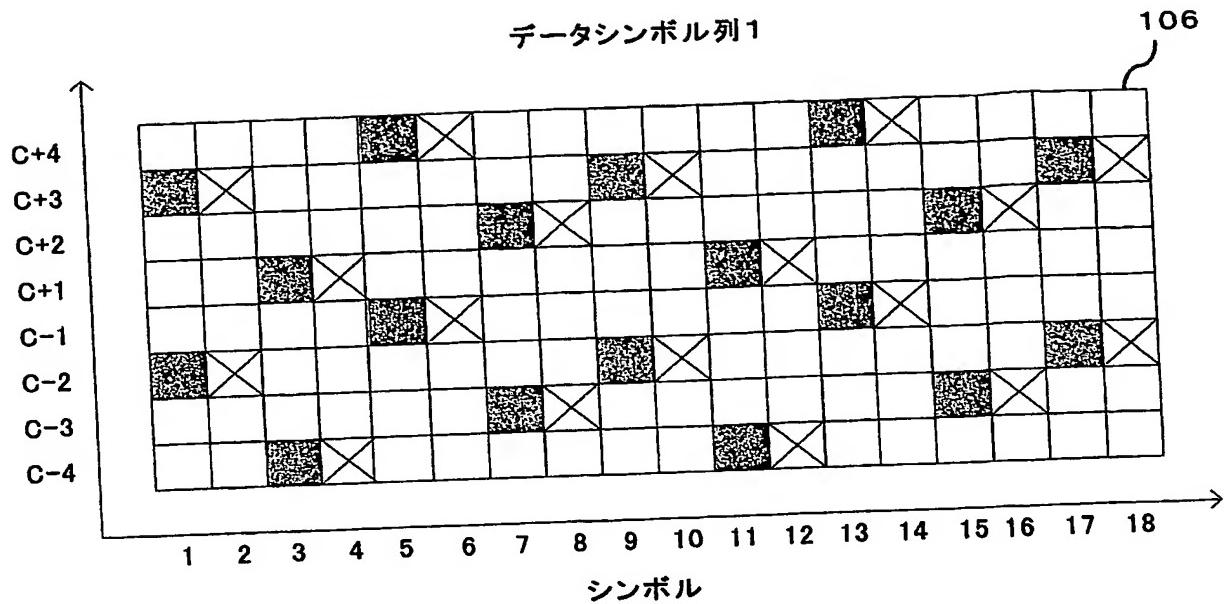
【図14】



【図15】



【図16】



データキャリア

パイロットキャリア

ヌルキャリア

【書類名】要約書

【要約】

【課題】 MIMO-OFDM方式で信号を伝送する装置において、送受信間の周波数誤差を補正し、伝搬係数逆関数の推定精度を向上させること。

【解決手段】 互いに直交する複数のサブキャリアからなるシンボルのうち、所定周波数間隔の複数のサブキャリアに所定の振幅と位相を割り当てたシンボルを同期シンボルとし、前記同期シンボルの複数のサブキャリアをN個の互いに異なる所定のサブキャリア群に分割し、前記サブキャリア群からなるN個のシンボルを同期サブシンボルとし、N個の送信アンテナから同時に送信するとき、送信アンテナ_nから前記同期サブシンボル_nを送信するステップと、受信アンテナ_mで受信した信号とN個の前記同期サブシンボルとの相関をそれぞれ求めるステップと、前記N個の相関を重み付け平均して受信アンテナ_mの搬送波周波数誤差を推定するステップと、前記受信アンテナ_mの搬送波周波数誤差に基づいて受信アンテナ_mで受信した信号の周波数誤差を補正するステップとを少なくとも含むことを特徴とする。

【選択図】 図1

認定・付加情報

特許出願の番号	特願2004-225840
受付番号	50401302248
書類名	特許願
担当官	第八担当上席 0097
作成日	平成16年 8月 5日

<認定情報・付加情報>

【提出日】 平成16年 8月 2日

特願 2004-225840

出願人履歴情報

識別番号

[000005821]

1. 変更年月日 1990年 8月28日

[変更理由] 新規登録

住所 大阪府門真市大字門真1006番地
氏名 松下電器産業株式会社

Document made available under the Patent Cooperation Treaty (PCT)

International application number: PCT/JP05/004110

International filing date: 09 March 2005 (09.03.2005)

Document type: Certified copy of priority document

Document details: Country/Office: JP
Number: 2004-225840
Filing date: 02 August 2004 (02.08.2004)

Date of receipt at the International Bureau: 12 May 2005 (12.05.2005)

Remark: Priority document submitted or transmitted to the International Bureau in compliance with Rule 17.1(a) or (b)



World Intellectual Property Organization (WIPO) - Geneva, Switzerland
Organisation Mondiale de la Propriété Intellectuelle (OMPI) - Genève, Suisse

**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record**

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

BLACK BORDERS

IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES

FADED TEXT OR DRAWING

BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING

SKEWED/SLANTED IMAGES

COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS

GRAY SCALE DOCUMENTS

LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT

REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY

OTHER: _____

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.